

공학박사 학위논문

능동소나를 위한 표적의 반향음 분석 및
표적 상태 추정에 관한 연구

A Study on Target Echo Analysis and Target State
Estimation for an Active SONAR

지도교수 김 재 수

2005년 2월

한국해양대학교 대학원

해양개발공학과

김 우 식

本 論文을 金祐湜의 工學博士 學位論文으로 認准함.

심 사 위 원 장 공학박사 최 상 문



심 사 위 원 공학박사 홍 우 영



심 사 위 원 공학박사 최 경 식



심 사 위 원 공학박사 김 기 만



심 사 위 원 공학박사 김 재 수



2005년 2월

한국해양대학교 대학원

해양개발공학과

김 우 식

A Study on Target Echo Analysis and Target State Estimation for an Active SONAR

by
Kim, Woo Shik

Department of Ocean Development Engineering
Graduate School of Korea Maritime University

Abstract

In order to develop an underwater guidance weapon system with an excellent detection performance, precise analysis and modeling on the underwater acoustic environment and target echo must be preceded. Performance prediction and optimization of detection parameters can be possible by simulation based on a precise modeling. A study on the underwater acoustic environment and target echo is performed by both the numerical modeling method based on theory and the analytical method based on analyzing the acoustic data acquired on laboratory and sea test. Experiment for such an acoustic approach can be classified into scaled target experiment and sea experiment.

Data acquisition by means of a scaled target experiment can be performed using a smaller budget and less effect comparing with a sea experiment. Also, a scaled target experiment has merits on precise controlling of target aspect and acquiring of target echo with good signal to noise ratio. This experiment is necessary to clarify the relationship between target echo and transmitting pulse such as coating effect and inner structure effect of a target, and designing transmitting

pulse depending on a target. Data acquisition in the state of precise target aspect makes a study on target echo possible.

This paper is important on the fact that two major research topics in the field of target acoustic, target echo modelling(forward model) and target state estimation technique(inverse model), are developed and verified. Target echo modeling simulates target echo using the selected model parameters, and is a kind of forward modeling. On the other hand, TSE technique estimates important target parameters using the recoded target echo, and is a kind of inverse or parameter estimation technique.

A study on target echo analysis classifies target echo into 4 components based on outer and inner structure such as specular reflection, acoustic diffraction, elastic scattering, and multiple scattering. Through the theoretical studies, these 4 components are separated into moving HL and fixed HL depending on each characteristics, and are applied to target echo model. Also, using the developed HL resolving algorithm, target highlight position is precisely estimated and theory is verified by resolving target echo into each component using the data, recoded on scaled target experiment. Target echo model developed through theoretical study and verification improve reliance of simulation used in developing underwater guidance weapon system. For verification of the TSE algorithm, we analyze the errors of TSE using the target echo model as a function of target aspect angle and resolution. Based on the analysis of TSE error, we gave a limitation of the algorithm.

The second topic of this paper is result on selecting SONAR designing parameters which maximize SONAR performance. Detecting performance of a SONAR priority determined by hardware performance such as transmitting power, beam pattern, and receiving sensitivity. However, the components, next predetermined hardware, which determine

the detecting performance are SONAR operating and detecting parameter. Primarily, target strength is the most important parameter among target detecting parameters. In the case of studying target characteristics, this parameter easily considered as depending on target itself. On other hand, in the side of active SONAR detecting performance, this parameter varies on the transmitting pulse length, pulse type, and detection algorithm. Conditions to improve target strength are studied.

Next, TSE algorithm is to resolve highlights and to estimate spatial position of each highlight. In this case, the temporal resolution becomes important performance. In this algorithm, signal is processed using the matched filter. HL resolution(temporal resolution) of this algorithm is proposed and verified using result, from simulated signal and scaled target experiment. Also, the fact, that HL resolution changes according to the degree of window overlapping which is decided by hardware computing speed, is verified. HL resolution of a system can be estimated using two resolution limits; resolution limits by algorithm and computing speed.

In the last, the concept of processing gain, which is algorithm effect in SONAR equation used to estimate SONAR performance, is proposed and computed. Processing gain is estimated using signal model and is varied with the degree of window overlapping which decided by hardware computing speed. Processing gain can be obtained maximum 18dB by using a matched filter, and can be minus depending on the degree of window overlapping and the time of target echo.

The listed results of this paper can be applied to TSE algorithm and ACCM logic for an underwater guidance weapon system. In the future, these results can be applied to techniques for target identification, anti-torpedo torpedo, and stealth as a core technique.

목 차

Abstract	i
목차	iv
List of Figures	vii
List of Tables	xiii
List of Abbreviations	xiv
1. 서 론	1
1.1 표적 음향 연구 개요	1
1.2 축소 표적시험 및 연구의 필요성	4
1.3 연구 동향	5
1.4 연구 내용	6
2. 표적의 반향음 이론	8
2.1 음향산란영역에 대한 산란이론	8
2.2 표적의 반향음	9
2.3 표적의 반향음 성분	10
2.3.1 거울면 반사	10
2.3.2 음향 회절	16
2.3.3 탄성 산란	15
2.3.4 다중 산란	18
2.4 표적 반향음 합성	21
3. 표적의 상태 추정 이론	23
3.1 표적의 상태 추정	23
3.2 정합 필터	24
3.2.1 CW 신호에 대한 모호함수	27

3.2.2 LFM 신호에 대한 모호함수	29
3.3 방위 추정	31
3.4 공변 행렬을 이용한 표적의 상태 추정	35
3.5 HL를 이용한 표적 상태 추정시 오차 발생 요소	36
4. 축소 표적 시험 및 결과 분석	38
4.1 축소 표적 시험	38
4.1.1 축소표적 시험 장비	38
4.1.2 축소표적 시험 내용	47
4.2 축소 표적 시험 결과를 이용한 반향음 분석	48
4.2.1 CW 신호를 이용한 반향음 분석	48
4.2.2 LFM 신호 분석 프로그램	53
4.2.3 LFM 신호를 이용한 반향음 분석	55
4.3 축소 표적 시험을 이용한 표적의 상태 추정	62
4.3.1 표적의 상태 추정 결과	62
4.3.2 분해능에 따른 표적의 상태 추정 결과	69
5. 소나의 성능 향상을 위한 변수 설정	72
5.1 표적 강도에 따른 펄스 길이 설계	72
5.1.1 표적강도	72
5.1.2 축소표적의 표적강도 측정	78
5.2 HL 분해능	81
5.2.1 TSE 알고리즘 분해능의 이론적 한계	81
5.2.2 축소표적신호에 대한 분해능	85
5.2.3 윈도우 겹침에 따른 분해능	92
5.3 정합 필터의 연산 이득	94
5.3.1 연산이득 정의	94
5.3.2 신호 모델 및 시뮬레이션 결과	96
5.3.3 윈도우 겹침에 따른 연산이득의 변화	97

6. 결론	103
6.1 표적 반향음 연구 및 표적 상태 추정	103
6.2 소나 성능 향상을 위한 변수 설정	104
7. 참고 문헌	106
부록 1. 표적 형상에 의한 표적 반사 계수	110
부록 2. LFM 신호의 시간 함수	114
부록 3. 표적 종류에 대한 CW 신호 분석 그림	116
부록 4. 연산이득이 포함된 소나방정식	122

List of Figures

Figure 1.1	Underwater acoustic environment for the underwater guidance weapon.	2
Figure 1.2	Flowchart for developing a SONAR system.	3
Figure 1.3	Photograph of scaled target experiment in the NUWC.	6
Figure 2.1	Acoustic scattering region for a target.	8
Figure 2.2	Reflection form depending on geometry and shape of a submarine.	10
Figure 2.3	Specular reflection.	11
Figure 2.4	Geometry function and normal vector.	13
Figure 2.5	Acoustic diffraction phenomena (a) case of oblique incidence, (b) case of normal incidence.	15
Figure 2.6	Flexural wave propagation and acoustic wave radiation.	16
Figure 2.7	Generating route of elastic scattering.	17
Figure 2.8	Example of multiple scattering.	19
Figure 2.9	Acoustic wave propagation on a thin plate between media case.	20
Figure 2.10	Example of acoustic wave reflection loss.	20
Figure 2.11	Flowchart for modeling target echo.	22
Figure 3.1	Concept of TSE(Target state Estimation).	23
Figure 3.2	Flowchart for TSE.	24
Figure 3.3	Ambiguity function for the CW pulse and -3dB point (a) -3dB point int the time domain, (b) -3dB point int the frequency domain.	28
Figure 3.4	Ambiguity diagram for the CW pulse (a) long pulse, (b)short pulse.	29
Figure 3.5	Frequency–time characteristics for the LFM pulse	31
Figure 3.6	Ambiguity diagram for the LFM pulse.	31
Figure 3.7	Incidence ray structure of a plane wave to enter the two	

	channels.	32
Figure 3.8	Error occurrence of TSE (a) fading effect, (b) making effect, (c) blind effect.	37
Figure 4.1	Structure of equipments for the scaled target experiment.	38
Figure 4.2	Front view of power amplifier and pre-amplifier.	39
Figure 4.3	Structure of the sensor part.	40
Figure 4.4	Photograph of the sensor part.	41
Figure 4.5	A/D control and display.	41
Figure 4.6	Shape of the spherical target.	42
Figure 4.7	Side view of the target (a) target#1, (b) target#2, (c) target#3, (d) target#4.	42
Figure 4.8	Detail drawing of the target #4 (a) Detail drawing, (b) rudder.	43
Figure 4.9	Shape of the target #4.	44
Figure 4.10	Definition of the target aspect angel.	44
Figure 4.11	Experimental structure of the CW pulse experiment.	46
Figure 4.12	Experimental structure of the LFM pulse experiment.	46
Figure 4.13	Photograph of the scaled target experiment in the water tank.	47
Figure 4.14	Received signal from the target #1 at various aspect angles.	49
Figure 4.15	Received signal from the target #2 at various aspect angles.	49
Figure 4.16	Received signal from the target #2 at various aspect angles.(Shows Elastic scattering phenomena)	50
Figure 4.17	Received signal from the target #3(water) at various aspect angles.	51
Figure 4.18	Received signal from the target #4(water) at various aspect angles.	52
Figure 4.19	Comparison of received signal on every target at the aspect angle 55°.	53
Figure 4.20	Signal analysis program(1) for scaled target experiment using the LFM pulse.	54

Figure 4.21	Signal analysis program(2) for scaled target experiment using the LFM pulse.	55
Figure 4.22	resultant display 1 of signal analysis program for the target #2 at the aspect angle 58°.	56
Figure 4.23	Resultant display 2 of signal analysis program for the target #2 at the aspect angle 58°.	57
Figure 4.24	Result of elastic scattering.	58
Figure 4.25	Resultant display 1 of signal analysis program for the target #3(water) at the aspect angle 58°.	58
Figure 4.26	Resultant display 2 of signal analysis program for the target #3(water) at the aspect angle 55°.	59
Figure 4.27	Resultant display of signal analysis program for targets at the aspect angle 50° (a) target #2, (b) target #3(air), (c) target #3 (water).	61
Figure 4.28	Resultant display of signal analysis program for the spherical target at the aspect angle 45°.	63
Figure 4.29	Result of target state estimation for the spherical target (a) center position, (b) aspect angle, (c) target length, (d) target width.	64
Figure 4.30	Classification for sub-structure of the target #4(air) (unit : cm).	65
Figure 4.31	Comparison of recorded signal and simulated signal for the target #4 at the aspect angle 170°.	65
Figure 4.32	Result of target state estimation for the target #4(air) (a) center position, (b) aspect angle, (c) target length, (d) target width.	66
Figure 4.33	Result of target state estimation for the target #4(water) (a) center position, (b) aspect angle, (c) target length, (d) target width.	68
Figure 4.34	Result of target state estimation depending on resolution capability (a) center position, (b) aspect angle, (c) target length, (d) target width.	70

Figure 5.1	Relationship between pulse length and target strength.	77
Figure 5.2	Threshold determining algorithm for the CW pulse with 0.1ms duration.	79
Figure 5.3	Threshold determining algorithm for the LFM pulse with 3.5ms duration.	79
Figure 5.4	Result of target strength analysis for the target #4 at the aspect angle 135°.	80
Figure 5.5	Result of target strength analysis using the estimated HL positions for the target #4.	80
Figure 5.6	Ambiguity function for the signal composited by two signal. ..	82
Figure 5.7	Resolution of ambiguity function for the signal composited by two CW pulses (a) composited by two CW pulses, (b) spectrogram of the composited signal, (c) matched filter output of the composited signal, (d) result of resolution on the time domain for the composited signal.	83
Figure 5.8	Resolution of ambiguity function for the signal composited by two LFM pulses (a) composited by two LFM pulses, (b) spectrogram of the composited signal, (c) matched filter output of the composited signal, (d) result of resolution on the time domain for the composited signal.	84
Figure 5.9	Result of resolution in the time domain for CW pulse with 0.1 ms duration (a) recoded signal with 0.1 ms duration, (b) matched filter output of the signal, (c) result of resolution on the time domain for the signal.	87
Figure 5.10	Result of resolution in the time domain for CW pulse with 1.5 ms duration (a) recoded signal with 1.5 ms duration, (b) matched filter output of the signal, (c) result of resolution on the time domain for the signal.	88
Figure 5.11	Result of resolution in the time domain for the LFM #1 pulse (a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.	89
Figure 5.12	Result of resolution in the time domain for the LFM #2 pulse	

	(a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.	89
Figure 5.13	Result of resolution in the time domain for the LFM #3 pulse (a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.	89
Figure 5.14	Result of resolution in the time domain for the LFM #4 pulse (a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.	90
Figure 5.15	Result of resolution in the time domain for the LFM #5 pulse (a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.	90
Figure 5.16	Result of resolution in the time domain for the LFM #6 pulse (a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.	90
Figure 5.17	HL resolution ability by the signal processing.	93
Figure 5.18	Output of the matched filter for the simulated signal (a) composited signal, (b) matched filter output of the composited signal, (c) coordinates transformation of the composited signal, (d) output of power sum.	95
Figure 5.19	Result of processing gain computed using the recorded signal (a) recoded signal, (b) matched filter output of the composited signal, (c) output of power sum.	98
Figure 5.20	Processing gain when window overlapping is 1/2 about pulse length.	99
Figure 5.21	Processing gain when window overlapping is 1/10 about pulse length.	99
Figure 5.22	Processing gain when window overlapping is 1/25 about pulse length.	99
Figure 5.23	Processing gain when window overlapping is 1/100 about pulse length.	99
Figure 5.24	The relationship between processing gain and window overlapping.	100

Figure 5.25	Difference between maximum and minimum value of processing gain depending on window overlapping.	100
Figure 5.26	Probability having maximum value processing gain depending on window overlapping.	100
Figure 5.27	Variation of spectrogram depending on window overlapping (a) matched filter output when window overlapping is 1/2 about pulse length, (b) matched filter output when window overlapping is 1/50 about pulse length, (c) coordinates transformation when window overlapping is 1/2 about pulse length, (d) coordinates transformation when window overlapping is 1/50 about pulse length.	101
Figure 5.28	Variation of matched filter output depending on window overlapping (a) input signal, (b) matched filter output when window overlapping is 1/50 about pulse length, (c) matched filter output when window overlapping is 1/10 about pulse length, (d) coordinates transformation when window overlapping is 1/2 about pulse length.	102
Figure a1.1	Specular reflection on the two dimensional surface with curvature.	110
Figure a2.1	The changing frequency and its characteristics in the time domain.	115
Figure a3.1	Analysis of the CW pulse for the spherical target.	116
Figure a3.2	Analysis of the CW pulse for the target #1.	116
Figure a3.3	Analysis of the CW pulse for the target #2.	117
Figure a3.4	Analysis of the CW pulse for the target #2(measured 2° intervals from 40° to 80°).	117
Figure a3.5	Analysis of the CW pulse for the target #3(air).	118
Figure a3.6	Analysis of the CW pulse for the target #3(water).	119
Figure a3.7	Analysis of the CW pulse for the target #4(air).	120
Figure a3.8	Analysis of the CW pulse for the target #4(water).	121

List of Tables

Table 4.1	Pulse types using for the scaled target experiment.	47
Table 4.2	Shape of Targets using for the scaled target experiment and definition of the aspect angle.	48
Table 4.3	Result of target state estimation fot the target #3(water) at the aspect angle 55°	60
Table 4.4	Results of target state estimation at the aspect angle 55°	62
Table 4.5	Results of target state estimation for the spherical target. ...	64
Table 4.6	Results of target state estimation for the target #4(air).	67
Table 4.7	Results of target state estimation for the target #4(water). .	69
Table 4.8	Result of resolution depending on window moving time.	70
Table 4.9	Impossible area of target state estimation depending on resolution capability.	71
Table 5.1	Target strength of a ellipsoidal target.	78
Table 5.2	Types of the LFM pulse used to analysis resolution capability depending on difference on frequency.	86
Table 5.3	Computation result of the -9dB points for various frequencies for the LFM pulse.	91
Table 5.4	Computation result of processing gain.	97

List of Abbreviations

TSE	: Target State Estimation
SNR	: Signal to Noise Ratio
HL	: HighLight
NUWC	: Naval Undersea Warfare Center
UUV	: Unmanned Underwater Vehicle
ISMS	: Intermediate Scale Measurement System
NSWC	: Naval Surface Warfare Center
ARD	: Acoustic Research Detachment
NRL	: Naval Research Laboratory
SRP	: Specular Reflection Point
GSF	: Geometric Spreading Factor
CW	: Continuous Wave
LFM	: Linear Frequency Modulation
CFAR	: Constant False Alarm Rate
CA CFAR	: Cell Averaging Constant False Alarm Rate
TS	: Target Strength
DT	: Detection Threshold
NL	: Noise Level
DI	: Directivity Index
PTS	: Peak Target Strength
RTS	: Root Mean Square Target Strength
ITS	: Integrated Target Strength
PRI	: Ping Repetition Interval
ACCM	: Acoustic Counter Counter Measure

1. 서 론

1.1 표적 음향 연구 개요

수중유도무기는 수중에서 음파를 사용하여 표적을 탐지, 식별하고 탐지된 표적을 추적하여 폭파시키는 복합적인 기능을 갖는 수중 무기 체계이다. 수중 유도무기는 여러 부 체계로 이루어져 있는데 그 중 표적의 탐지/식별 기능을 담당하는 음향 탐지 체계는 점점 대상 표적의 고속화, 저소음화, 무반향 효과 강화 및 다양한 고성능 음향 기만기의 사용에 따라 대상 표적의 정확한 탐지와 식별을 위해 고수준의 신호처리 기법을 필요로 하고 있다.

이와 같은 최근의 탐지 알고리즘의 추세는 표적탐지 시 표적신호의 크기뿐만 아니라, 표적분류[1] [2] [3] 및 식별을 위한 표적의 형상, 자세, 크기 및 운동 등의 정보를 요구하고 있다. 이에 따라 표적 신호에 대한 특성 연구[4] [5]를 깊이 요구되고 있다. 이는 표적 식별뿐만 아니라 아군의 스텔스까지 적용되는 기술이다. 또한 최근에는 어뢰에 대항하는 운용개념이 단순한 기만이 아닌 능동 소나를 이용한 hard kill[6] [7]이 연구되는 등 표적 반향음 연구 및 신호처리 연구가 활발하게 이루어지고 있다.

우수한 탐지 성능의 음향탐지부를 개발하기 위해서 수중 음향 환경 및 표적 신호에 따른 정확한 분석 및 모델링이 필요하며, 음향 환경과 표적에 대한 모델 및 특성 분석은 초기 설계와 성능 예측 설계 및 탐지 변수 설정을 위한 시뮬레이션에 의미를 부여한다.

Figure 1.1과 같이 능동소나에 수신되는 신호에는 표적에서 반사하는 신호 이외에 주변소음(ambient noise), 유동소음(flow noise), 수중유도무기의 자체 진동 소음 및 전기적 소음(self noise)등으로 이루어진 배경 소음(background noise)과 송신된 신호가 해수면, 해저면, 수중 부유물 등에 의하여 반사되어 돌아오는 복반사음(reverberation)등이 존재한다. 또한 음파 진행 경로에서 발생하는 다중 경로 현상 등에 의하여 소나에 수신되는 신호들은 수중음향 환경의 변화에 민감하게 반응을 하게 된다. 즉 소나의 주파수, 펄스 종류, 펄스 길이등 소나 자체적인 요소부터 복반사음, 유동소음, 주변소음 등 수중 음향 환경의 복잡성, 수

중 유도 무기의 움직임에 따른 음향학적 특성 변화 등 특수한 상황이 발생하기 때문에 수중 음향 환경에 대한 연구는 이론에 근거한 수치 모델링과 함께 실험적 접근에서 문제를 해결하고 있다.

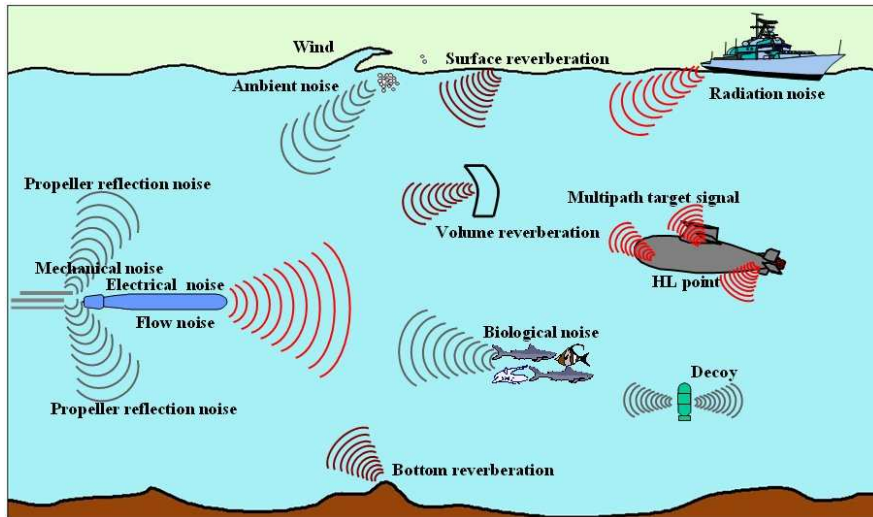


Figure 1.1 Underwater acoustic environment for the underwater guidance weapon.

실험적인 접근을 위한 음향 시험은 축소 표적 시험과 해상 시험으로 구분할 수 있다. 해상 시험은 바다에서 어뢰 소나를 가지고 실 표적이나 모의 표적기 등을 대상으로 표적신호를 획득하거나 음향 환경 신호를 획득하는 시험이며 축소 표적 시험은 소나와 표적을 축소(scaling)하여 수조나 호수에서 실 표적 신호와 유사한 표적 신호를 획득하는 것이다.

축소 표적 시험의 경우 해상 시험에 의한 표적 신호 획득시 많은 인원과 경비가 드는 반면 비교적 적은 예산으로 표적 신호의 획득이 가능하다. 또한 표적 자세각의 정확한 제어와 SNR이 좋은 조건에서 표적 반사 신호를 획득할 수 있는 장점이 있다. 또한 표적의 외벽 효과, 내부 구조물의 효과, 표적에 따른 송신 펄스 설계 등 표적과 송신에 따른 관계를 규명하는데 필수적으로 필요한 시험이다.

표적의 자세각이 정확하게 주어진 상태에서의 표적 신호의 획득은 표적 반향 음에 대한 정확한 연구를 가능하게 한다. 축소 표적 시험은 표적 강도, 표적 식별

등 표적 음향학의 전반적 분야에 이용된다[8] [9]. 그중 중요한 것은 표적 반향음을 주요 점음원(point source)으로부터 잔향음 조합으로 모델하기 위한 HL(HighLight)에 관한 연구이다.

HL는 사전적 의미로는 사진이나 그림에서 대상체의 밝게 보이는 부분을 뜻하며 표적 음향학에서는 표적 반향음의 강도가 주변에 비해 현격히 큰 반사점을 말한다. 이 HL 모델링 기법은 표적 형상이나 표적의 자세각에 대한 표적 반사 신호 특성을 비교적 적은 계산으로 신호의 특성을 정확히 묘사할 수 있기 때문에 널리 사용되어 왔던 방법이다.

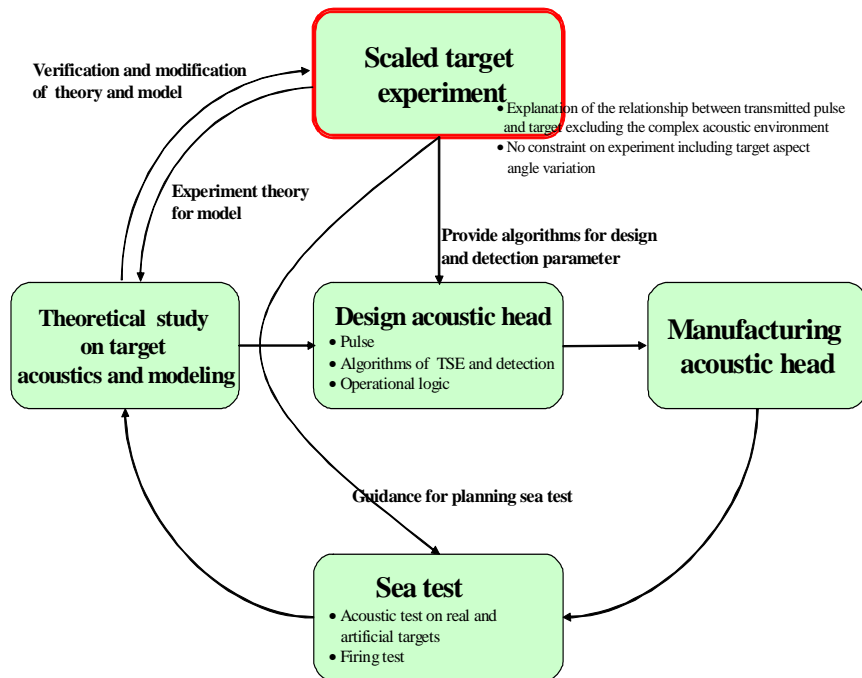


Figure 1.2 Flowchart for developing a SONAR system.

축소 표적 시험의 소나 개발에서의 역할을 표현한 그림이 Figure 1.2이다. 소나 개발은 다른 체계 개발 흐름과 같이 일반적인 이론 연구, 설계, 시제, 해상 시험에 따라 개발된다. 해상 시험의 비경제적인 이유와 표적 상태의 불확실성, 복잡한 수중 환경 등 소나 개발의 시행오차를 줄이려는 방법으로 축소 표적 시험이 사용된다. 축소 표적 시험으로 획득된 신호는 표적 음향 연구에 기준이 되어 음향

탐지부 시뮬레이션 프로그램 등에 정확한 표적 신호 모델을 제공하며 음향 탐지 알고리즘 및 변수 설계의 기초를 제공할 수 있다. 물론 설계된 알고리즘이나 변수 등은 해상 시험으로 검증되어야 한다.

이와 같은 축소 표적 시험을 주도하고 있는 곳은 미국의 NUWC (Naval Undersea Warfare Center)로 약 7000여명의 연구원을 보유하고 미국의 기초 수중 음향 연구를 주도하는 연구소이다. 이 연구소는 과거 15여 년 기간동안 음향 수조 사용 중 약 65% 기간을 축소 표적 시험에 사용해 왔다. NUWC의 음향 수조는 0.001도의 정확성을 가지는 회전판(rotator), 레이저를 이용한 거리 측정 기구 무반향 수조 시설 보완 등 정확한 축소 표적 시험을 수행하기 위해 많은 투자를 해오고 있으며, 현재에는 표적 식별 관련 기술 개발로 미래 잠수함 탐지/공격용 UUV(Unmanned Underwater Vehicle, 모델명: MANTA)에 적용 목적으로 연구가 활발히 진행되고 있다.

1.2 축소 표적 시험 및 연구의 필요성

표적 반향음의 연구에서 표적의 음향 신호 반사 특성 확립에 있어서 실험과 이론적인 연구는 상호보완적인 관계를 가지게 된다. 일반적으로 표적에 대한 실험과 이론 연구는 세 분야로 구성된다. 즉, 소축척비 모형 표적 (음향 수조시험), 대축척비 모형 표적 (음향 호수시험) 및 실 표적에 관한 연구인데, 이러한 분야들은 표적에 대한 물리적 특성 연구 및 수치모델 개발과 병행하여 이루어진다.

시험 및 이론 연구를 통해서 표적 반사 신호의 형성 형태를 확인하게 되며, 표적 신호의 특성변수를 정량화하고 자료를 수집 정리하여 자료기지(database)를 구성한다. 이 자료기지를 이용한 반사에 따른 분류는 표적 신호 합성 모델을 정확하게 한다.

축소 모형 표적에 대한 음향수조에서의 반향시험은 표적의 물리적 특성, 즉 자세각에 따른 반향음의 변화성, 신호의 전파 과정, 내부구조물이 반향음에 기여하는 정도와 같이 해석적으로 구하기 어려운 경우에 대해 실험적이면서도 실 신호에 근접한 신호를 얻을 수 있어 표적 신호에 대한 구체적인 자료를 제공할 수

있다.

1.3 연구 동향

축소 표적 시험은 기본적으로 모형에서 발생하는 현상을 통해 실물에서의 현상을 추정하는 것이기 때문에 실물과 모형에 있어서 물리적인 현상은 공통적인 형식의 지배방정식을 사용하여 물리현상을 해석하고, 모형 시험과 실 표적 시험 결과는 주로 물리적 변수들 간의 상사 법칙으로 연결된다[10] [11]. 이러한 상사 법칙을 이용한 실험 결과 해석은 음향학, 유체역학, 구조해석 분야 등에서 광범위하게 응용되고 있다[12] [13] [14].

국내에 알려진 가장 규모가 큰 축소 표적 시험은 미국의 ISMS (Intermediate Scale Measurement System)에 의한 실 잠수함의 10:1 ~ 4:1 축척의 정밀한 축소 표적을 시험 대상으로 수행한 표적 반향 시험이다. 이 시험은 NSWC(Naval Surface Warfare Center)의 ARD(Acoustic Research Detachment)가 주관으로 Pend Oreille 호수에서 실시하였으며, 사용장비로는 평면파를 발생시키기 위해 36개의 송신센서로 이루어진 위상 평면 배열(phased planar array)을 사용하였다. 방사 특성을 측정하기 위해서 모형의 전 방위에 대해 근거리 수신센서 배열로 158개의 하이드로폰과 모델에 장착된 1000개의 센서를 사용하였다[15]. 시험의 내용은 표적강도의 측정, 방사소음, 모형의 구조적 응답 측정 등으로 발표되었으나 궁극적인 목적은 표적분류와 방사소음 감소에 목적을 두는 것으로 예측된다.

미국의 음향수조에서의 축소모형 표적시험은 대부분 NUWC(Naval Undersea Warfare Center)에서 수행하고 있다. 첨단 장비를 보유하고 있는 NUWC의 수조로 표적의 자세각에 대한 HL 특성 및 표적의 내부구조에 따른 신호 특성 등 표적 신호 특성 분석에 많은 투자를 하고 있다. Figure 1.3은 NUWC에서 수행되는 축소 표적 시험 장면이다. 또한 미국의 NRL(Naval Research Lab.)에서도 여러 음향수조 시험이 행해지고 있는데, 실험의 대상은 단순한 원통형 구조물에서 실제 잠수함을 축소한 모델에 이르기까지 다양한 표적을 대상으

로 하고 있다. 90년대부터 미 해군에서는 표적 반향신호의 특성에 대해 대단한 관심을 보이고 있어 표적 설계에서부터 시험에 이르기까지 모든 부분에서 여러 보고서나 논문을 통해 발표되고 있으나 시험의 중요성으로 인해 구체적인 자료는 공개하지 않고 있는 실정이며, 일반에 공개하고 있는 대부분이 군사적인 목적 이외의 것이다.

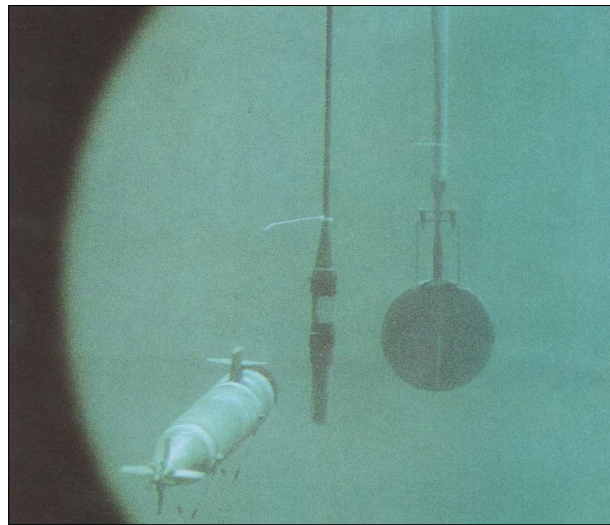


Figure 1.3 Photograph of scaled target experiment in the NUWC.

중국의 경우, 해외 발표 논문[16][17]을 보면 표적신호의 이론적 모델링 및 축소모형을 이용한 시험이 진행되고 있음을 알 수 있다. 근거리 표적 신호 특성에 관하여 상당한 관심을 보이고 있으며, 이러한 근거로는 표적의 근거리 특성만을 측정하기 위한 시스템 구축에 상당한 노력을 하고 있음을 들 수 있다.

1.4 연구 내용

본 논문의 주제는 크게 두 가지 주제로 요약할 수 있다. 첫 번째는 표적 반향음 성분 분석과 표적의 HL 분석을 통한 TSE(Target State Estimation) 알고리즘 정립 및 검증이다. 두 번째 주제는 TSE 알고리즘을 위한 소나 설계 변수에

관한 연구 결과이다.

첫 번째 주제인 표적의 반향음 분석 연구는 표적의 외/내부 형상에 따라 형성되는 반향음 성분을 네 가지로 분류하고 이론 연구를 통하여 각 성분의 특성에 따라 moving HL와 fixed HL로 구분하여 표적 반향음 모델로 응용하도록 하였다. 이는 향후 표적 식별 기술 개발에 이론적 기반을 구축하였다. 또한 TSE 알고리즘은 분석된 반향음 성분을 이용한 표적 모델링을 기반으로 표적의 상태 추정 오차를 표적의 자세각과 분해능에 따라 분석하였고 표적의 상태 추정 알고리즘의 결과를 분석하였다. TSE 연구는 피아 식별, 표적 분류의 기초 연구 및 아군의 스텔스 기술로 이용될 수 있다.

두 번째 주제인 소나 설계 변수는 세 가지로 분류할 수 있다. 첫 번째는 펄스 길이 설계를 위한 표적 강도, CW와 LFM 신호의 표적강도의 차이와 이에 따른 탐지 성능의 차이를 분석하였다. 두 번째로는 TSE 알고리즘의 HL 분해능의 한계를 제시하며 하드웨어에 의한 분해능의 한계를 덧붙였다. 세 번째는 사용된 알고리즘의 연산이득을 계산하여 소나의 탐지 성능을 최대화 할 수 있는 변수 설계를 제안하였다.

본 논문의 이론 및 알고리즘 검증에 사용된 축소 표적 시험 장비는 4년에 걸쳐 개발되어 시험에 사용하였다. 본 논문은 2회에 걸쳐 수행한 수조시험에서 획득된 결과 및 분석을 이용하여 이론을 검증하였다. 사용된 축소 표적 시험은 국내 소나 기술 발달과 H/W의 고속화로 선진국에서 공개하지 않는 소나의 첨단 기술 개발에 있어서 필수 요건이다.

분석된 축소 표적 시험의 결과는 실 표적 시험과 해상 발사 시험 및 기초 음향 연구와 서로 상관/보완 관계를 가지고 음향 탐지 알고리즘을 개발할 수 있다. 본 논문의 결과는 축소 표적 시험을 이용한 결과이며, 이어 실 표적 신호를 이용하여 보완될 예정이다.

본 논문의 순서는 2장에 표적 형상에 따른 반향음을 분류하여 이론적으로 정립하였고 3장에서는 표적의 상태 추정 알고리즘 이론을 전개하였다. 4장에서는 축소 표적 시험 장비 개발, 시험 방법과, 축소 표적 시험에서 획득된 신호를 이용하여 표적 반향음 이론을 검증하고, 표적 상태 추정을 수행하여 분해능/자세각에 따른 결과를 기술하였다. 5장에서는 소나의 성능을 최대화하기 위한 설계변수를 제안하였다. 마지막으로 6장에서는 결론 및 추후 연구 방향에 관하여 기술하였다.

2. 표적의 반향음 이론

2.1 음향산란영역에 대한 산란이론

능동소나 시스템에서 표적 음향산란 현상은 해석적으로 도출되는 이론적인 해와 실지 측정 결과와의 관계를 정의할 수 있는 매개변수가 있게 된다. 산란이론에서 보편적으로 사용되는 이러한 매개변수는 송신신호의 파장과 표적 크기의 관계로 알려져 있다. 파장은 파수를 나타내는 k , 표적의 크기를 a 라 표시한다면 매개변수는 ka 로 표현된다. 산란이론에서는 매개변수의 값에 따라 4개의 산란영역으로 분류하게 되고, ka 값이 증가하는 순서로 Rayleigh 영역, 공진 영역, 물리광학 영역 그리고 기하광학 영역으로 구성된다[19].

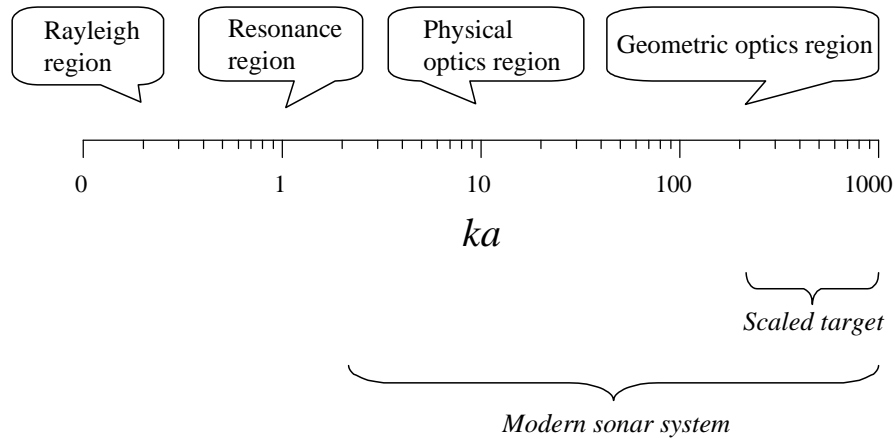


Figure 2.1 Acoustic scattering region for a target.

Rayleigh 영역은 표적의 크기가 파장보다 상당히 작은 경우이고, 공진 영역은 표적의 크기가 파장에 근사하는 경우이다. 물리광학 영역은 ka 가 대략 10 이상의 값을 갖는 경우로 대부분의 현대적인 소나 시스템은 이 영역에 해당된다. 기하광학 영역은 ka 가 대략 100 이상의 값을 갖는 영역으로, 해는 음선이론(Ray

theory)에 의해 구해진다.

축소표적 반향실험은 중심 주파수 420 kHz의 송신펄스를 사용하며, 이 경우에 있어서 표적의 크기와 주파수의 관계는 산란이론에서 기하광학 영역에 해당하는 $200 < ka < 1300$ 이 된다.

2.2 표적 반향음

본 장에서는 하나의 송신음(transmitted signal)으로부터 표적에서 반사되어 되돌아오는 신호를 대표적인 4개의 반향음 성분으로 분해하고 각각 모델링하여 수신음(received signal)을 그들의 합성으로 표현하였다. Figure 2.2와 같이 잠수함으로부터 반사되는 표적 신호는 표적의 형상에 따라 생기는 여러 형태의 반사 신호의 합성으로 형성된다. 각각의 반향음 성분들은 수신센서와 신호 발생 위치간에 상대적인 기하(geometry)와 반사 음원(reflection source)의 방향성에 의해 크기와 위상이 변화한다. 그러므로 반향음 모델은 표적을 부 구조물로 나누어서 접근하며 수학적 모델과 실험이 병행된다.

잠수함으로부터 반사되는 주요 반향음 성분은 다음과 같다.

○ **거울면 반사 (Specular Reflection)** : 표적의 외부형태에 기인하는 반향음 성분으로 송신 파장과 비교해 큰 곡률 반경을 가지는 부분에서 발생하게 된다. 거울면 반사는 큰 구 또는 볼록한 표면들로부터 음이 전파될 때 나타나게 된다. 표적의 몸체, 코닝 타워, 방향타, 잠망경 등에서 발생한다.

○ **음향 회절 (Acoustic Diffraction)** : 상대적으로 작은 파장을 가지는 고주파수 신호에서 회절에 대한 효과는 무시할 수 있으나, 돌출부 및 모서리 등과 같이 파장과 비교해 작은 곡률 반경을 가지는 불규칙한 부분들에서는 반사라기보다는 산란에 의해 음향 에너지가 형성된다.

○ **탄성 산란 (Elastic Scattering)** : 입사된 음파로 인하여 표면에 굽힘파(flexural wave)가 발생하며 이것은 표적의 표면을 통해 진행한다. 이 굽힘파는 표적의 뼈대(rib) 등에 인해 임피던스의 불연속성이 생기는 지점에서 산란이 발생

한다. 이 산란은 방향성을 가지게 되는데 유체의 파장과 굽힘파의 파장과 일치하는 방향인 일치 반사각(coincidence angle)에서 최대로 발생하게 된다.

○ **다중 산란 (Multiple Scattering)** : 표적의 표면을 지난 음파가 표적의 내부에 있는 구조물에 의해 재 반사를 하게 된다. 다중 산란의 경우 균형탱크(ballast tank)처럼 내부에 유체를 포함할 경우 큰 반향음을 가지게 된다.

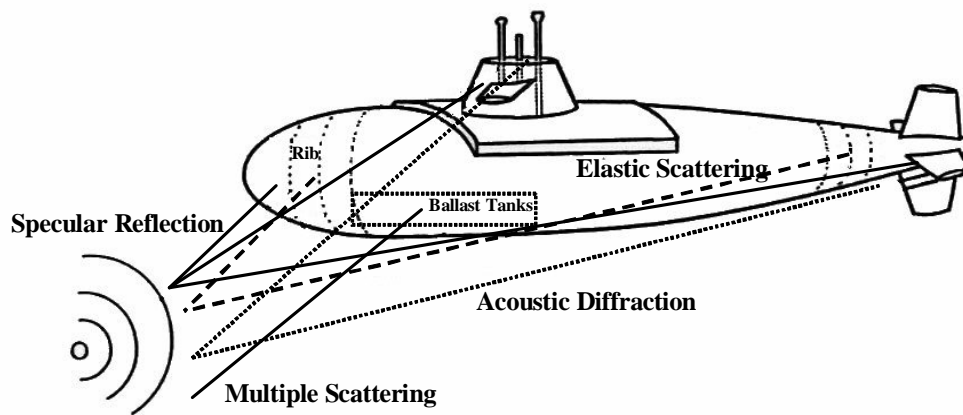


Figure 2.2 Reflection form depending on geometry and shape of a submarine.

2.3 표적 반향음 성분 모델링

2.3.1 거울면 반사

축소표적 시험 결과 및 기존문헌[19]에 의하면, 표적 반향음 형성과정에 있어 가장 크게 기여하는 성분은 거울면 반사이다. Figure 2.3과 같이 점 음원에 의해서 방사된 음향에너지가 볼록한 표면(convex surface)에 입사되었을 때, 음선은 표적의 곡면에 따라 넓은 영역으로 발산된다. 또한 표적의 끝부분을 지나가는 음선(grazing ray) 안쪽에는 음선이 도달하지 않는 그림자 영역(shadow

zone)이 형성이 된다.

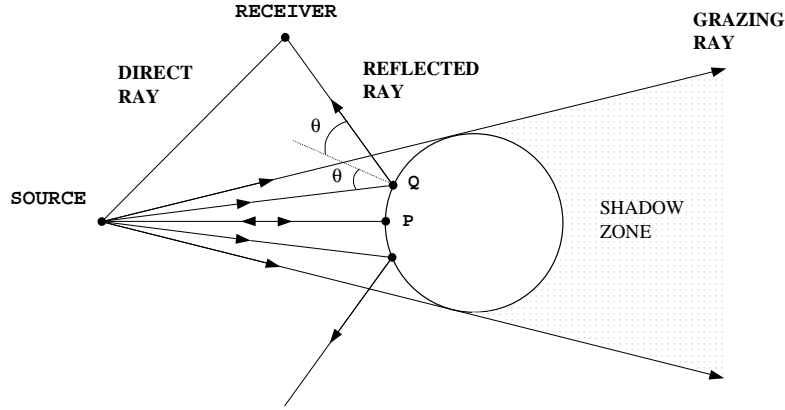


Figure 2.3 Specular reflection.

수신기에 도달한 음선은 입사한 음선과 반사된 음선이 표면의 법선과 각각 θ 를 이루는 점에서 반사된 것으로 이러한 점을 반사 지점(SRP : Specular Reflection Point) Q 라 정의한다. 고주파 신호의 경우 거울과 같이 반사된 에너지는 반사하는 표면의 곡률 반경(radius of curvature), 반사계수(reflection coefficient) 그리고 음원과 수신기의 공간적 위치에 영향을 받게 된다. 거울과 같이 반사된 음선은 다음과 같이 모델링할 수 있다[20].

$$p_r(R) = p_i(Q) A(R_1, R_2) V \exp(-ikR_2) \quad (2-1)$$

여기서 $p_r(R)$ 은 수신기에서 수신된 음압의 크기,

$p_i(Q)$ 은 표면상의 점 Q 에서의 입사된 음압의 크기,

$A(R_1, R_2)$ 는 GSF(Geometric Spreading Factor)의 크기,

R_1 는 송신위치에서 Q 까지 거리,

R_2 는 Q 부터 수신 위치까지 거리,

V 는 표면의 반사계수,

k 는 파수(wave number)이며

\exp 항은 Q 와 R 사이의 위상차를 표현한다.

위 식에서 GSF (Geometric Spreading Factor : 부록 1. 참조)에 관계된 항 A 는 R_1 , R_2 및 표적의 형상에 의한 곡률 반경의 함수로 유도된다.

$$A(R_1, R_2) = \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_1 \cdot \cos \Theta}{a_h} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2 \cdot \cos \Theta}{a_h} \right) \right]^{-1/2} \quad (2-2)$$

여기서 a_h 과 a_v 는 각각 수평과 수직 곡률 반경을 나타낸다.

송수신 위치가 동일한 단상태(monostatic)인 경우 식 (2-2)식은 아래 식과 같이 간단하게 표현된다.

$$A(R_1, R_2) = \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{R}{a_h} \right) \left(1 + \frac{R}{a_v} \right) \right]^{-1/2} \quad (2-3)$$

또한 V 는 표면의 반사 계수로 다음과 같이 표현된다.

$$V = \frac{Z - \rho c / \cos \Theta}{Z + \rho c / \cos \Theta} \quad (2-4)$$

여기서 Z 는 surface impedance,

ρ 와 c 는 각각 매질의 밀도와 음속을 나타내며

Θ 는 입사각이다.

형상에 의한 거울면 반사 지점은 음원과 표적의 자세각에 따라 그 위치가 변화하게 된다. 주어진 음원과 표적의 배치에서 표적 소부분의 형상함수는 법선 벡터장을 구성하게 되고, 형상에 의존해서 어떤 방향으로도 발생될 수 있다. 형상함수의 표면을 구성하는 한 점에서 법선 벡터는 그 점에서 음원을 바라보는 벡터와 일치될 수 있으며, 만약 일치된 점이 존재한다면 결국 이 점이 형상함수에 의해서 주어지는 반사지점이 된다. 이러한 반사 지점은 가변적이며, 음원과 표적의 배치에 따라 존재하지 않을 수도 있다.

표적 형상함수는 수학적으로 정의될 수 있다. 공간에서 미분 가능한 형상함수

를 표현하는 스칼라함수를 $f(x, y, z)$ 라 할 때, 상수 c 에 대해 아래 식으로 공간에 있는 곡면 S 를 표시할 수 있다.

$$S = f(x, y, z) = c = \text{constant}$$

함수 f 의 3차원 공간에서 임의의 점 $\vec{p} = (x, y, z)$ 에서 정규화된 법선 벡터 $\hat{n}(\vec{p})$ 는 다음 식으로 구할 수 있다.

$$\hat{n}(\vec{p}) = \frac{\nabla f(\vec{p})}{|\nabla f(\vec{p})|}$$

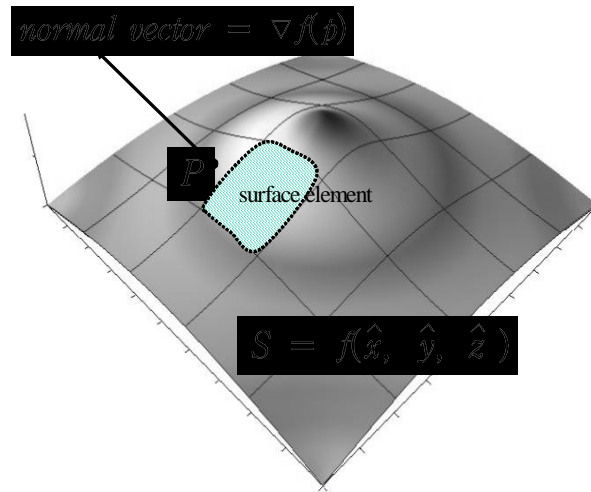


Figure 2.4 Geometry function and normal vector.

Figure 2.4는 형상 함수의 임의 지점에서 법선 벡터의 관계를 표현하였다. 위의 결과는 다음과 같이 정리할 수 있다. 형상함수로 표현되는 표적은 단위 표면 (surface element)의 이산화(digitized)된 유한개의 단위 표면으로 구성되고, 각 단위 표면은 형상함수에 의해서 정의된 법선 벡터 $\hat{n}_i(x_i, y_i, z_i)$ 을 가지게 된다. 여기에서 x_i, y_i, z_i 는 형상함수 위의 점의 위치를 나타낸다. 거울면 반사 지점을 계산하기 위해 정의하여야 할 또 다른 벡터는 그 점에서 음원을 향하는 정규화된 벡

터 $\widehat{n}_s(x_i, y_i, z_i)$ 이다. 결과적으로 HL의 운동학적 모델은 주어진 조건에서 아래 식 (2-5)와 같이 두 벡터의 내적(dot product)이 1이 되는 거울면 반사 지점을 찾는 것이다.

$$\widehat{n}_t(x_i, y_i, z_i) \cdot \widehat{n}_s(x_i, y_i, z_i) = 1 \quad (2-5)$$

식 (2-1)과 그 식을 구성하는 항들의 표현인 식 (2-2), (2-4) 그리고 (2-5)를 이용하여 주어진 음선에 대한 거울면 반사를 표현할 수 있다.

2.3.2 음향 회절

표적의 외형에 의한 반사 형태는 거울면 반사와 음향 회절 두 가지로 나눌 수 있다. 거울면 반사의 경우 Figure 2.3과 같이 표적 모서리 안쪽에는 음선이 도달하지 않는 그림자 영역이 존재하게 된다. 하지만 모서리나 돌출부의 경우처럼 파장에 비하여 작은 곡률 반경으로 표현되는 불규칙한 부분들에서는 반사가 아닌 산란에 의해 음향 에너지가 형성되어 그림자 영역에도 음파가 존재하게 된다. 회절에 의한 반사 음향에너지 크기는 거울면 반사에 비해 작지만 무시할 수 없는 반향음 성분이다.

모서리에서 발생하는 회절은 다음 Figure 2.5처럼 입사 각도에 따라 회절 현상을 도식 할 수 있다. S는 송신 방향을 나타내며 R은 수신 방향 그리고 Q는 회절 발생 지점이다. 송신이 모서리에 각도 β 로 입사할 경우 음향 회절은 원추(cone)형으로 방사하게 된다. 또한 β 가 90° 일 경우 Figure 2.5 b)와 같이 원판(disk)형으로 방사하게 된다.

음파의 회절은 다음의 수식으로 표현할 수 있다.

$$P_d = P_i A(R_1, R_2) D(SQR) \exp(-ikR_2) \quad (2-6)$$

여기서 P_d 는 수신기에서 수신된 회절 음압의 크기,

P_i 는 입사된 음압의 크기,

$A(R_1, R_2)$ 는 GSF(Geometric Spreading Factor)의 크기,

Q는 회절 발생 지점,

R_1 은 송신위치에서 Q까지 거리,

R_2 는 Q부터 수신 위치까지 거리,

D 는 회절 계수(diffraction coefficient)을 표현한다.

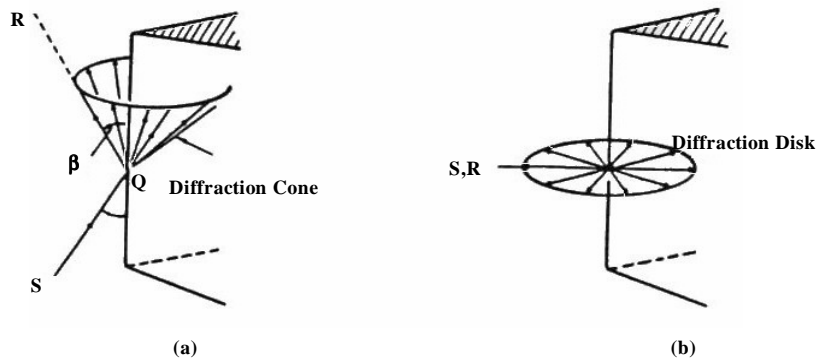


Figure 2.5 Acoustic diffraction phenomena (a) case of oblique incidence, (b) case of normal incidence.

회절 계수 D 는 회절 발생 지점의 음파 입사 각도와 표면의 형상, 거칠기 등으로 결정되는 값이다. 또한 단상태(monostatic)에서 수직 입사의 경우, GSF A 는 다음의 수식으로 표현 할 수 있다[21].

모서리 (edge) 회절의 경우 $A(r) = 1/(2r^3)^{1/2}$ 로 표현되며, Vortex 회절의 경우 $A(r) = 1/r^2$ 으로 표현된다. 여기서 r 은 송수신기 거리이다.

본 논문의 4장에서 논의될 축소 표적 시험 결과에서 보면 회절에 의한 반사파는 프로펠라처럼 복잡한 형태의 부 구조물에서 발생하며 다른 종류의 반사파와 동시에 수신되는데 상대적으로 음압 크기가 작은 회절 반사파는 쉽게 구별되지 않기 때문에 미식별 소음으로 판별될 수 있다.

2.3.3 탄성 산란

얇은 판에 음파가 입사를 하면 Figure 2.6과 같이 표면이 떨리면서 굽힘파 (flexural wave)가 발생하며 이것은 표적의 표면을 통해 속도 C_f 로 진행한다. 표면에 굽힘파가 형성이 되면 판이 공간상에 움직임을 가지게 되므로 매질쪽으로 음파를 방사한다[22].

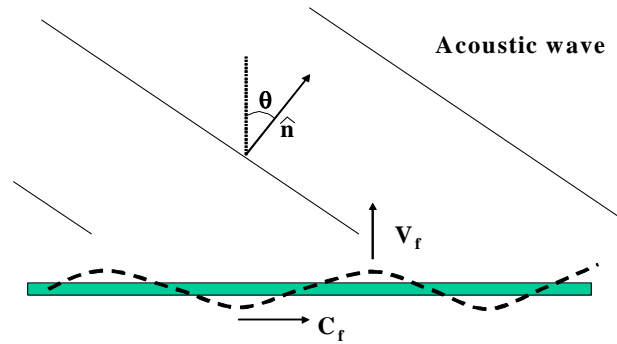


Figure 2.6 Flexural wave propagation and acoustic wave radiation.

$$I = \frac{\rho_w c_w}{1 - (c_w/c_f)^2} v_f^2 \hat{n} \quad (2-7)$$

여기서 I 는 음압의 강도(intensity)이며

\hat{n} 는 일치 반사각(coincidence angle)

c_w, ρ_w 는 매질에서의 음파의 속도 및 밀도,

v_f, c_f 는 굽힘파의 수직 속도와 진행 속도를 표현한다.

방사되는 음파의 최대 강도 I 는 식 (2-7)과 같이 굽힘파의 수직 속도(v_f)에 비례하는 양으로 방사하게 된다. 방사되는 음파는 아래에서 설명될 일치 반사각으로 방향성을 가지게 된다. 이 방사양은 표면에 임피던스가 균일할 때 계산된 것으로 탄성 산란과는 차이가 있다.

이 굽힘파는 Figure 2.7과 같이 표적의 뼈대(rib) 등으로 인해 임피던스의 불연속성이 생기는 지점에서 큰 음압의 산란이 발생한다. 이 산란이 탄성 산란으로 방향성을 가지게 되는데 유체의 파장과 굽힘파의 파장과 일치하는 방향인 일치 반사각으로 발생하게 된다. 탄성 산란의 음파 크기는 굽힘파와 관계가 되는데 굽힘파 형성은 입사 음파의 방향과 대상 표적의 형태에 따라 틀려진다. 일반적으로 복잡한 형태의 표적에 대한 굽힘파는 수학적 모델이 어렵게 때문에 불가능하기 때문에 실험적인 방법에 의존하고 있다.

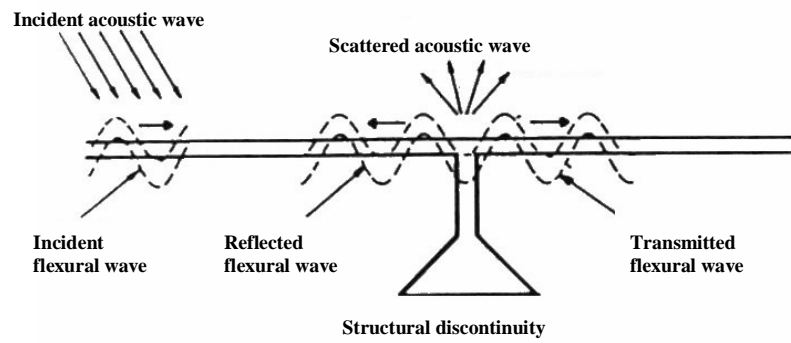


Figure 2.7 Generating route of elastic scattering.

굽힘파의 진행 속도는 표면의 특성에 의해 정해지는데 그 값은 다음과 같다 [23].

$$c_f = K^{1/4} \omega^{1/2}, \quad K = \frac{Eh^2}{12\rho_s(1-\nu^2)} \quad (2-8)$$

여기서 E 는 *Young's modulus*이며

h 는 판의 두께,

ρ_s 는 판의 밀도,

ν 는 *Poisson's ratio*을 표현한다.

매질과 파장이 같은 각도 즉 일치 반사각을 구하면

$$\cos \Theta = \frac{\lambda_w}{\lambda_f} = \frac{c_w}{c_f}, \quad \Theta = \sin^{-1}\left(\frac{c_w}{c_f}\right) \quad (2-9)$$

여기서 c_w, λ_w 는 각 매질에서의 음파 속도 및 파장이며
 Θ 는 표면으로부터 각도를 표현한다.

본 논문에서 시험에 사용된 축소 표적에 대해 식 (2-9)를 적용하여 일치 반사각을 계산하면

$$\begin{aligned} E &= 19 \times 10^{10} \text{ N/m}^2, \quad \nu = 0.26, \quad \rho_s = 7.7 \times 10^3 \text{ kg/m}^3, \\ h &= 0.002 \text{ m}, \quad \text{송신주파수} = 420 \text{ kHz}, \\ \therefore c_w &= 2966 \text{ m/s}, \quad \text{Coincidence angle} = 29.9^\circ \end{aligned}$$

만약 실험표적의 재질과 두께를 안다면 표적의 HL를 늘리는 목적으로 일치 반사각(coincidence angle)에서 수신하는 것이 유리하다. 자세각별 축소 표적시험 신호로부터 일치 각도 부근에서 탄성 산란을 확인 할 수 있었다.

2.3.4 다중 산란

다중 산란은 Figure 2.8과 같이 표적에 도달한 음파가 표적의 표면을 투과하여 내부 구조물에 의해 반사되는 경우이다, 이 경우 거울면 반사와 동일한 음선 이론의 Snell's law와 GSF (Geometric Spreading Factor)를 이용하여 반사 강도와 진행 방향을 예측할 수 있다. 특히 내부 구조물이 Figure 2.8과 같이 꺾인 부분을 가지며 내부에 유체로 채워져 있을 경우 큰 반사 에너지를 가질 수 있다. 주의할 점은 다중 반사 중 여러 경로를 가지고 재 반사 할 수 있으며, 이 경우 시간 지연이 발생하여 표적의 상태 추정시 오차를 유발할 수 있다.

두 매질 사이에 얇은 판이 있을 경우 입사된 음파의 투과와 반사는 판에서 손실되는 음파 에너지를 고려하여야 한다. 아래 Figure 2.9처럼 양편에 다른 매질이 있고 얇은 판이 중간에 있을 경우 양 매질의 임피던스는 다음과 같이 정의할 수 있다[23].

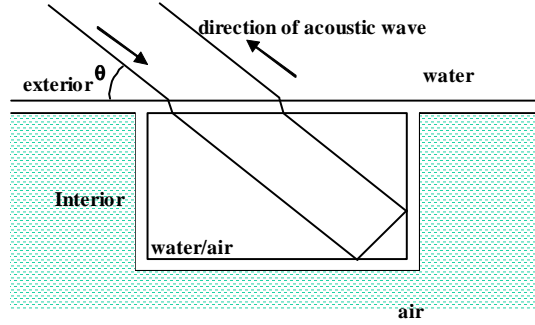


Figure 2.8 Example of multiple scattering.

$$Z_1 = \rho_1 c_1$$

$$Z_2 = \rho_2 \left[\frac{[1 - 2(C_s/v_t)^2]^2}{[1 - (C_D/v_t)^2]^{1/2}} + 4 \frac{C_s}{C_D} \left(\frac{C_s}{v_t} \right)^2 \left(1 - \left(\frac{C_s}{v_t} \right)^2 \right) \right] \quad (2-10)$$

여기서 ρ_1, c_1 는 입사하는 매질의 밀도와 음속,

ρ_2, c_2 는 투과하는 매질의 밀도와 음속,

C_D 는 중간 판에 생성되는 종파의 속도,

C_s 는 중간 판에 형성되는 횡파의 속도를 표현한다.

Z_2 는 매질 2의 외관적 임피던스(apparent impedance)로 정의한다.

또한 진행 속도 v_t 과 매질 2의 굴절 각도는 아래의 Snell's law에서 계산이 된다.

$$\frac{\sin \theta_1}{c_1} = \frac{\sin \theta_2}{c_2} = \frac{1}{v_t} \quad (2-11)$$

입사된 음파에 인해 중간 판에는 종파(compressional wave)와 횡파(shear wave)가 형성이 되며 아래 식 (2-12)과 같이 판의 특성에 따라 속도가 계산된다,

$$C_D = \left[\frac{E(1-\nu)}{(1-\nu)(1-2\nu)\rho} \right]^{1/2} \quad (2-12)$$

$$C_S = \left[\frac{E}{2(1+\nu)\rho} \right]^{1/2}$$

여기서 E 는 *Young's modulus*

ν 는 *Poisson's ratio*.

ρ 는 판의 밀도를 표현한다.

두 매질에서의 반사율과 투과율은 식 (2-11)에서 정의한 입사각도 θ 와 식 (2-10)의 매질 1의 임피던스 Z_1 과 외관적 임피던스 Z_2 에 의해 아래와 같이 계산된다.

$$R_{12} = \frac{Z_2 \sin \theta_2 - Z_1 \sin \theta_1}{Z_2 \sin \theta_2 + Z_1 \sin \theta_1}, \quad T_{12} = \frac{2Z_2 \sin \theta_2}{Z_2 \sin \theta_2 + Z_1 \sin \theta_1} \quad (2-13)$$

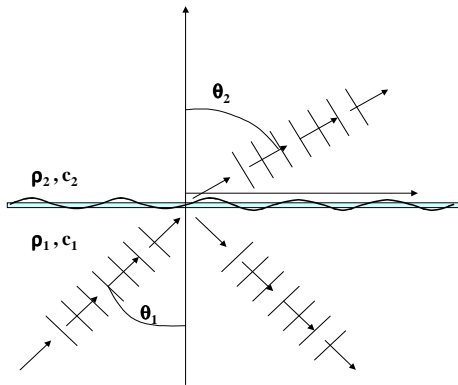


Figure 2.9 acoustic wave propagation on a thin plate between media case.

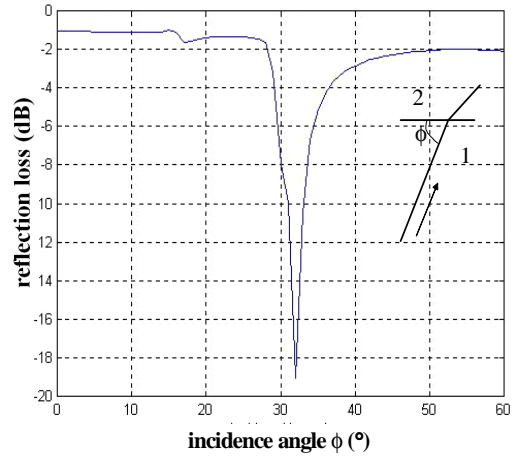


Figure 2.10 Example of acoustic wave reflection loss.

Figure 2.10은 물-얇은 쇠판-공기로 구성되었을 때 반사 손실을 계산한 그림이다. 그림의 가로축은 입사 각도 φ 로 표현하였다.

다중 경로의 대표적인 예로 Figure 2.8를 들 수 있다. 그림의 내부 구조물에 공기가 차 있고 입사각 φ 로 음파가 입사한다면 표면에서 대부분의 입사 에너지는 입사와 반대 방향으로 거울면 반사를 하고 약간의 투과된 음파 에너지가 다중 반사를 통해 송신 방향으로 진행하게 된다. 하지만 내부 구조물에 물이 채워있을 경우 대부분의 입사 에너지가 투과를 하여 송신 방향으로 재 반사 하게 된다. 만일 Figure 2.8의 내부 구조물에 물이 채워있고 표면에서 음파를 45° 로 입사할 경우 최종 반사파의 진폭은 입사파 진폭 기준으로 약 60%정도가 된다.

2.3.5 표적 반향음 합성

복잡한 형상을 가진 표적에 대한 반향음 모델은 반향음 성분의 독립적인 모델링과 합성으로 구현이 가능해진다. 먼저 표적을 여러 부분의 부구조물로 나누어 수학적인 함수화를 통하여 거울면 반사 위치와 반사 강도를 계산할 수 있다. 예를 들어, 잠수함의 경우는 선체 구조물의 형상과 일치하거나 유사한 일련의 원통형 구조물, 썰기 구조물, 평판 등에 의해 외형 표적 모델을 구성하여 자세각별 거울면 반사를 정의할 수 있다.

이와는 달리 음향 산란, 탄성 산란과 다중 산란 등의 경우 표적의 특정 위치에서 발생하므로 표적의 외/내 형상을 따라 각각 위치를 정의하고 반향음 빔 패턴을 계산하여 표적 신호를 구현할 수 있다. 즉 거울면 반사의 경우 moving HL를 사용하고, 거울면 반사를 제외한 반향음 성분에 대해서는 fixed HL로 구현하게 된다. Figure 2.11은 표적 반향음 신호 모델링 흐름도이다.

표적의 반향음 신호 $P_r(t)$ 를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$P_r(t) = \sum_{i=1}^{Fixed\ HL\ no.} R_i \delta(t - t_i) * S(t) + \sum_{j=1}^{Moving\ HL\ no.} R_j \delta(t - t_j) * S(t) \quad (2-14)$$

여기서 $S(t)$ 는 송신 신호

R_i, R_j 는 i,j번째 HL의 위치에 따른 반사 계수
 t_i, t_j 는 i,j번째 HL의 위치에 따른 수신기 도달시간
 $*$ 는 convolution을 표현한다.

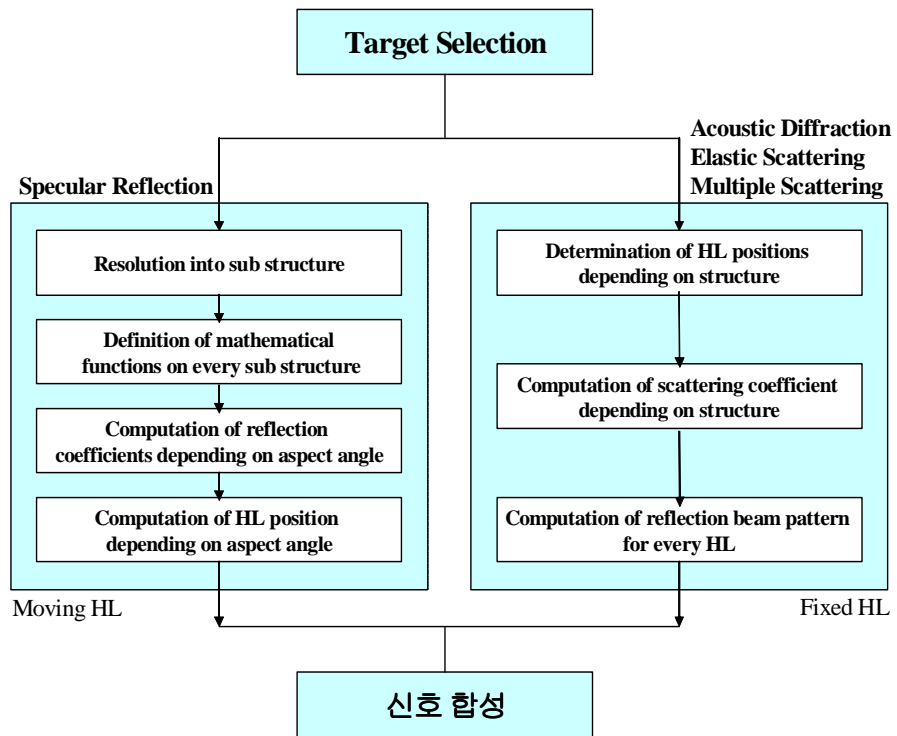


Figure 2.11 Flowchart for modeling target echo.

3. 표적의 상태 추정 이론

3.1 표적의 상태 추정

전 장에서 논의한 표적의 반향음 성분 모델링과 합성에 이어서 이 장에서는 표적 상태 추정 (TSE : Target State Estimation) 알고리즘을 전개한다. 앞장에서 논의한 대로 능동 소나에 대한 표적 신호는 표적의 각 HL에서 반사된 신호의 합성이므로 먼저 HL에서 반사된 신호를 분해하고 그 분해된 신호를 이용하여 각 HL의 방위를 추정하면 표적의 HL별 위치를 추정할 수 있다. 또한 HL의 공간적인 위치를 이용하여 표적의 상태를 추정할 수 있다. 표적의 상태 추정을 통하여 표적의 공간상의 위치, 표적의 차원(길이×너비×높이), 상대 수평각, 수직각을 추정할 수 있다. Figure 3.1은 TSE의 개념도이다.

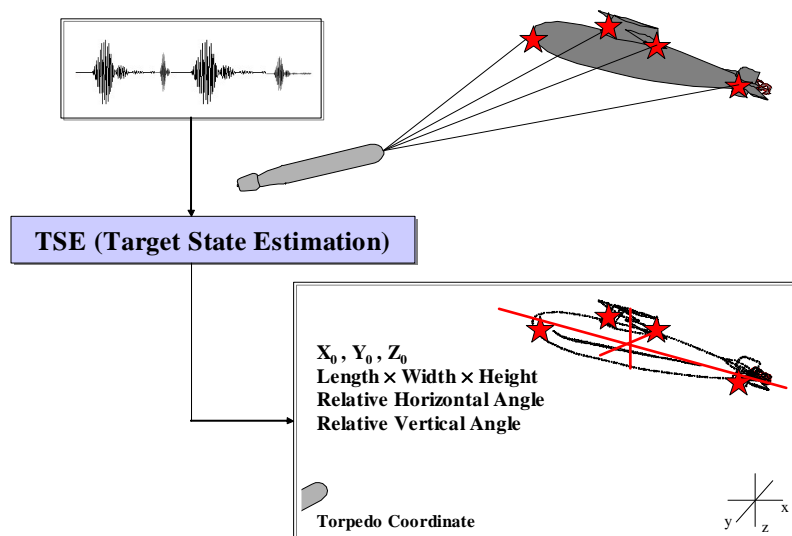


Figure 3.1 Concept of TSE(Target state Estimation).

TSE 기술은 여러 개의 HL에서 반사된 신호를 분석하여 각각의 HL에 대한 거리 및 방위각을 계산할 수 있는 신호 처리 기술에 근거하고 있다. 만일 HL의

신호가 분리 되지 않으면 표적의 각 HL에 대한 방위 정보에 오차가 발생하며 표적 상태 추정이 부정확하게 된다. TSE는 정합 필터, HL 분리, 방위 추정, 표적 상태 추정의 순서로 진행되며 Figure 3.2는 TSE 순서도이다.

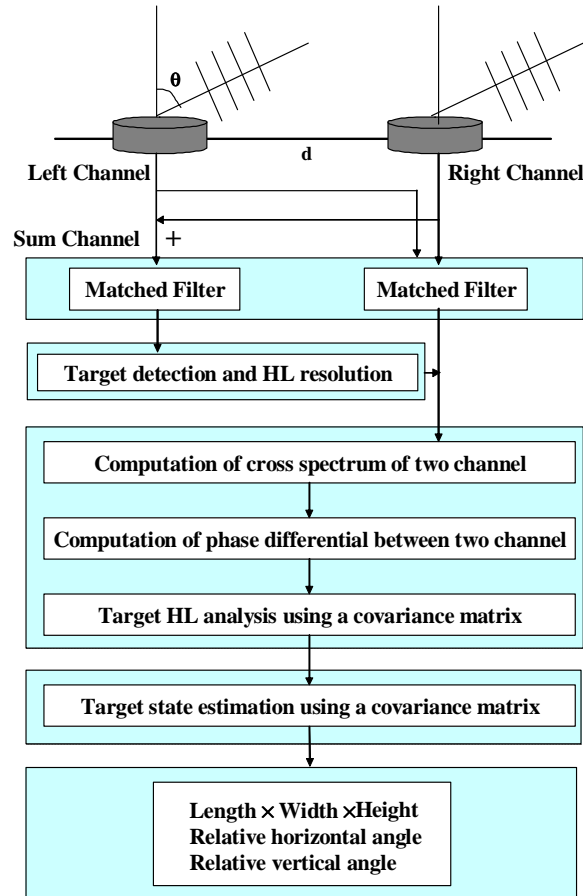


Figure 3.2 Flowchart for TSE.

3.2 정합 필터

표적의 반사 신호는 송신 신호와 유사한 특성을 가지고 있으므로 신호 처리 알고리즘 중 정합 필터(matched filter)를 이용한 상관 함수(correlation

function)로 HL 분해를 용이하게 할 수 있다. 특히 잡음 성분을 포함한 표적 신호는 송신 신호와 동일한 응답특성을 가지는 필터를 사용하여 전 처리과정을 거친 후 분석할 경우 신호대 잡음비에서 유리하게 된다. 즉 정합 필터는 백색 가우시안 잡음(white Gaussian noise)을 감소시키는 효과적인 방법이다.

백색 가우시안 소음이 포함된 수신 신호 $x(t)$ 는 다음과 같이 모델링할 수 있다.

$$x(t) = s_r(t) + n(t) \quad (3-1)$$

여기서 $s_r(t) = s_s[(1-\delta)t - \tau_0]$ 로 정의되는 표적 신호이며

$\delta = 2v/c$ 는 시간 압축 인수(time compression factor),

$\tau_0 = 2R_0/c$ 는 시간지연(time delay),

c 는 음파의 속도,

R_0 는 표적과의 거리,

$n(t)$ 는 백색 가우시안 소음을 표현한다.

수신 신호와 그 자신의 신호와 가장 유사한 송신 신호의 공액 복소수(complex conjugate)인 $s^*(t)$ 를 정합 필터로 사용하였을 경우 가장 좋은 신호대 잡음비를 얻을 수 있다[24].

잡음이 없을 경우 ($n(t)=0$) 시간 t 에서 정합 필터 출력 $y_o(t)$ 는 다음과 같이 시간 영역에서의 상호 상관기(cross correlator)를 이용해 구현할 수 있다.

$$\begin{aligned} y(t) &= s(t) * h(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s_r(\tau) s^*(t-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s_s[(1-\delta)\tau - \tau_0] s^*(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad (3-2)$$

여기서 $s(t)$ 는 송신 신호이며

$s_r(t)$ 는 표적 신호 또는 잡음이 없는 수신 신호,

v 는 표적의 상대 속도,

R_0 는 표적과의 거리를 표현한다.

소나에 수신되는 표적의 속도에 따라 시간 압축 인수(time compression factor)인 δ 에 의해 압축/신장(compression/expansion) 된다. 또한 표적의 거리에 따라 송신 시점부터 τ_0 만큼 지연된다.

상호 상관기 출력의 절대값을 시간 지연(τ)과 도플러 주파수의 변화(δ)에 따라 관찰한 것이 모호 함수(ambiguity function)이고, 모호 함수 최대값의 -3dB인 부분의 단면을 나타낸 것이 모호 다이어그램이다. 수신 신호와 정합 필터가 완전일치 될 때 정합필터의 출력은 최대값이 된다. 즉 $\tau=\tau_0$, $\delta=0$ 일 때 최대값이 된다. 모호 함수는 잡음이 없을 경우 정합 필터의 출력 값인 식 (3-2)의 제곱으로 다음과 같이 주어진다[24] [25].

$$|\Psi(\tau, \delta)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s[(1-\delta)t - \tau_0] s^*(t - \tau) dt \right|^2 \quad (3-3)$$

식(3-3)에서 τ 는 시간축 평형 이동만을 의미하므로 함수 모양 관찰은 τ_0 는 0으로 가정한다. 또한 $s(t)$ 가 협대역으로 표현된다면 도플러 효과는 주파수 천이로 근사시킬 수 있으므로 위 식에서 수신 신호의 모양을 그대로 두고 시간 압축 인수인 δ 에 관한 항을 도플러 천이항으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} |\Psi(\tau, \delta)|^2 &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t - \tau) e^{-j2\pi\delta f_0 t} dt \right|^2 \\ &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t - \tau) e^{-j2\pi v t} dt \right|^2 \end{aligned} \quad (3-4)$$

여기서 f_0 는 송신 신호의 중심 주파수이며
 $v = \delta f_0$ 는 도플러 주파수를 표현한다.

위 식은 수신 신호와 송신 신호의 공액 복소수 형태인 replica를 곱한 후 퓨리에 변환한 것의 형태를 갖는다. 모호 함수는 다음의 두가지 특성을 갖는다 [18] [26].

$$|\Psi(\tau, v)| \leq |\Psi(0, 0)| = E \quad (3-5)$$

즉, 입력 신호와 송신 신호의 파형이 똑같은 때인 $\tau=0$, $\nu=0$ 에서 최대값을 가지며 그 값은 신호의 에너지 E 와 같다. 또한 크기의 제곱에 의해 정의된 모호 함수는 다음의 특성을 갖는다.

$$|\Psi(\tau, \nu)|^2 \leq |\Psi(0, 0)|^2 = E^2 \quad (3-6)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |\Psi(\tau, \nu)|^2 d\tau d\nu = E^2 \quad (3-7)$$

이 성질은 모호 함수 제곱의 전체 부피는 신호의 에너지의 제곱과 같다는 것이다. 정합 필터 출력으로 도플러, 시간 지연을 추정할 때 이상적인 모호 함수의 형태는 높은 분해능을 가질 수 있도록 최대값이 좁은 영역에서 높게 나타나고 그 이외의 부분에서는 낮은 준위로 나타나서 전체적으로는 피크 부분이 뚜렷한 모양이 되어야 한다.

식 (3-3)는 연속적인 모호함수의 형태이다. 하지만 신호 처리시 사용될 신호는 이산화된 신호로 이산화로 모호함수를 표현하면 다음과 같다.

$$|\Psi(n_\tau, \delta)|^2 = \left| \sum_{n=1}^N s[n(1-\delta) - n_0] s^*(n - n_\tau) \right|^2 \quad (3-8)$$

여기서 n 은 sampling number 이며

n_0 는 τ_0 이산화 값,

n_τ 는 τ 의 이산화 값

N 은 신호의 갯수를 표현한다.

3.2.1 CW 신호에 대한 모호 함수

CW(Continuous Wave) 의 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s(n) = \begin{cases} \exp(j2\pi f_0 \frac{n}{f_s}), & -\frac{N}{2} \leq n \leq \frac{N}{2} - 1 \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (3-9)$$

여기서 f_0 는 송신 신호 중심 주파수이며

f_s 는 sampling rate,

n 은 시간의 이산화 값을 표현한다.

CW 신호의 모호 함수는 아래와 같은 식으로 표현된다[15].

$$|\Psi(n_\tau, \delta)|^2 = \left| \frac{\sin[\pi\delta f_0(N - |n_\tau - n_0|)/f_s]}{\sin(\pi\delta f_0/f_s)} \right|^2 \quad (3-10)$$

주파수 축에서 최대값의 절반이 되는 점 즉 -3dB 되는 점을 찾으면 모호함수의 최대값은 $|\Psi(n_0, 0)|^2 = N^2$ 이므로 아래식을 풀면 식 (3-11)의 결과가 나온다.

$$|\Psi(n_0, \delta)|^2 = \left| \frac{\sin(\pi\delta f_0 N/f_s)}{\sin(\pi\delta f_0/f_s)} \right|^2 = \frac{N^2}{2}$$

$$\therefore \delta f_0 = \pm 0.44 f_s / N = \pm 0.44 / T \quad (3-11)$$

여기서 T 는 펄스 길이이다.

같은 방법으로 시간 축에 -3dB 되는 점을 구하면 절반 되는 점을 구하면 다음과 같다.

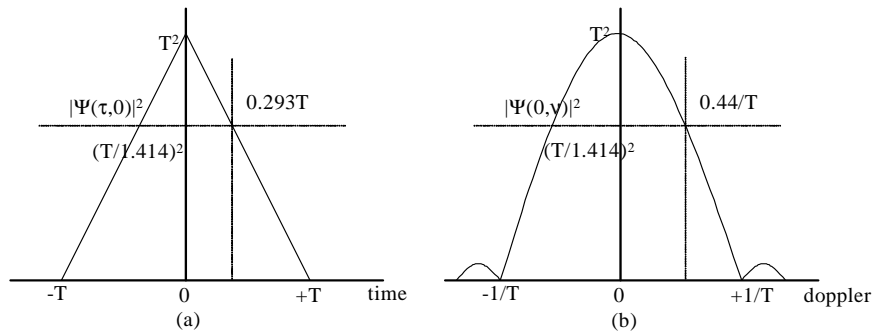


Figure 3.3 Ambiguity function for the CW pulse and -3dB point (a) -3dB point into the time domain, (b) -3dB point into the frequency domain.

$$|\Psi(n_\tau, 0)|^2 = (N - |n_\tau - n_0|)^2 = \frac{N^2}{2}$$

$$\therefore n_\tau - n_0 = \pm 0.29N = \pm 0.29T \quad (3-12)$$

CW 신호에 대한 모호함수의 시간축과 주파수 축의 특성을 표현하면 Figure 3.3과 같다. 그림에서 점선으로 표시한 부분이 -3dB 지점이다.

Figure 3.4는 CW 신호의 모호 다이어그램을 나타낸 것으로 긴 펄스를 사용할 때는 도플러축(혹은 표적속도)의 모호성은 감소하나 시간 지연축(혹은 표적거리)의 모호성이 증가하며 짧은 펄스의 경우는 반대 현상이 일어난다.

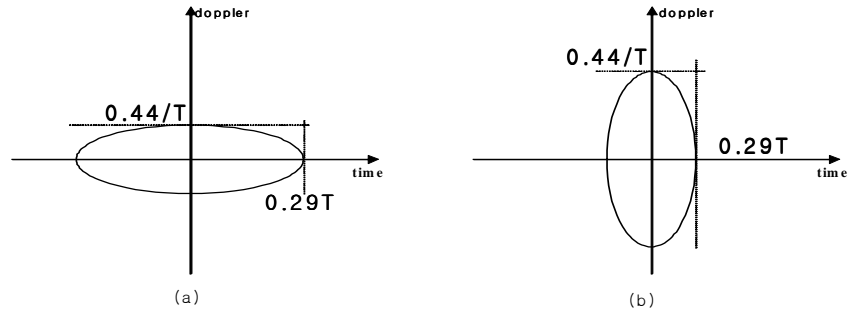


Figure 3.4 Ambiguity diagram for the CW pulse (a) long pulse, (b) short pulse.

3.2.2 LFM 신호에 대한 모호 함수

LFM (Linear Frequency Modulation)의 신호는 Figure 3.5와 같이 시간에 따라 주파수가 선형적으로 변화하는 신호이며 주파수는 다음 식 (3-13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f(t) = f_0 + mt, \quad m = \frac{W}{N} \quad (3-13)$$

여기서 W 는 주파수 변화 폭이며

N 은 송신 신호의 갯수이다.

이 경우 수신신호는 다음과 같이 표현된다(부록 2. 참조).

$$s(n) = \begin{cases} \exp[j2\pi(f_0 \frac{n}{f_s} + \frac{mn^2}{2f_s^2})], & -\frac{N}{2} \leq n \leq \frac{N}{2} - 1 \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (3-14)$$

LFM 신호의 모호 함수는 아래와 같은 식으로 표현된다[15].

$$|\Psi(n_\tau, \delta)|^2 = \left| \frac{\sin(\pi[\delta f_0 - m(n_\tau - n_0)/f_s](N - |n_\tau - n_0|)/f_s)}{\sin(\pi[\delta f_0 - m(n_\tau - n_0)/f_s]/f_s)} \right|^2 \quad (3-15)$$

모호함수는 Figure 3.6과 같이 $\delta f_0 = m(n_\tau - n_0)/f_s$ 의 직선을 따라 그려지는 모양이 된다. 이 직선을 따라 모호함수의 절반 즉 -3dB 가 되는 점은 $[(N - |n_\tau - n_0|)/N]^2 = 0.5$ 인 지점으로 $n_\tau - n_0 = \pm 0.29N$ 이며 주파수 축의 값은 $\delta f_0 = \pm 0.29W$ 가 된다.

시간축에서 -3dB 지점을 찾기 위해 $|\Psi(n_0, \delta)|^2 = \left| \frac{\sin(\pi\delta f_0 N/f_s)}{\sin(\pi\delta f_0/f_s)} \right|^2 = \frac{N^2}{2}$ 을 풀면 아래의 결과가 나오며 주파수 축의 -3dB 되는 점을 구하면 식 (3-17)이 된다.

$$\therefore \delta f_0 = \pm 0.44f_s/N = \pm 0.44/T$$

$$|\Psi(n_\tau, \delta)|^2 = \left| \frac{\sin(\pi m(n_\tau - n_0)/f_s)(N - |n_\tau - n_0|)/f_s)}{\sin(\pi m(n_\tau - n_0)/f_s)/f_s)} \right|^2 = N^2/2 \quad (3-16)$$

$$\therefore n_\tau - n_0 = \pm 0.44f_s/W \quad (3-17)$$

Figure 3.6은 위의 계산된 결과에 따라 모호 다이어그램을 표현하였다.

모호함수의 시간축의 -3dB 분해능을 보면 CW의 경우 시간축의 분해능은 송신 펄스 길이에 비례를 하며 LFM의 경우 송신 주파수 폭(sweep frequency)에 반비례하는 분해능을 가진다.

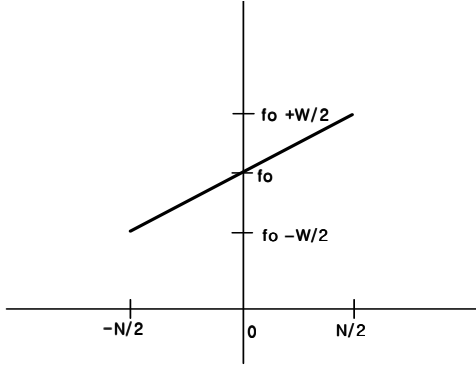


Figure 3.5 Frequency-time characteristics for the LFM pulse.

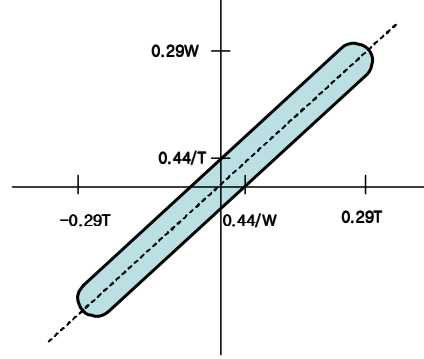


Figure 3.6 Ambiguity diagram for the LFM pulse.

3.3 방위 추정 (Bearing Estimation)

축소 표적 시험에서 획득된 신호의 이산화율(sampling rate)은 5MHz로 두 채널간의 시간 지연을 이용하여 방위 추정을 할 경우 얻을 수 있는 채널간 최소 시간 차이는 $1/\text{이산화율} = 2\mu\text{s}$ 로 방위 추정을 하였을 때 3.9° 의 분해능이 된다. 3.9° 의 각도 분해능은 축소 표적 시험 특성상 0.1° 이하의 각도 분해능이 필요하기 때문에 시간 영역에서 방위 추정은 불가능하다. 그러므로 본 논문에서는 위상차를 이용한 방위 추정 기법을 사용하였다.

주파수 위상차를 이용한 방위 추정은 두 개의 채널에 입사하는 신호의 주파수별 위상을 위상 차이를 구하고 이로부터 시간 지연과 방위를 추정하는 방법이다. 좌우로 존재하는 두 채널을 이용하여 수평각(horizontal angle)을, 상하로 존재하는 채널을 이용하여 수직각(vertical angle)을 추정한다. Figure 3.7과 같이 채널간 간격이 d 인 두 채널에 표적신호가 θ 의 각도로 입사할 때 채널 L 와 R 에 기록되는 신호 $s_L(t)$ 와 $s_R(t)$ 는 시간 지연이 발생하여 다음과 같은 관계를 가지게 된다.

$$s_L(t) = s_R(t - \tau)$$

여기서 τ 은 $(d/c)\sin\theta$ 로 표시되는 두 채널간의 시간지연이며,

θ 는 표적신호의 입사각도 또는 표적의 방위각,
 c 는 음속(sound speed)을 표현한다.

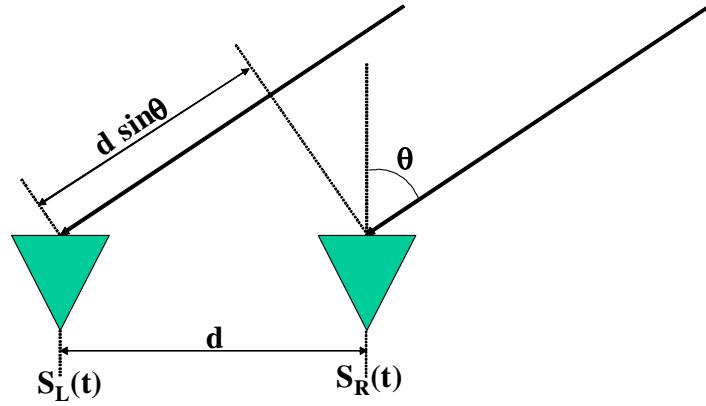


Figure 3.7 Incidence ray structure of a plane wave to enter the two channels.

시간 축에서의 신호 $s(t)$ 에 대한 푸리에 변환을 $S(f)$ 라 하면

$$s(t) \Leftrightarrow S(f)$$

$$s(t - \tau) \Leftrightarrow S(f) e^{-j2\pi f\tau}$$

이 특성이 갖는 중요성은 신호가 시간상에서 추이되어도 주파수 성분에 대한 크기는 변하지 않고 $e^{-j2\pi f\tau}$ 만큼의 위상차만을 발생시킨다. 즉 $S(f)$ 를 다음과 같은 극좌표 형태로 표시하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) \Leftrightarrow S(f) = |S(f)| e^{j\phi(f)}$$

$$s(t - \tau) \Leftrightarrow S(f) e^{-j2\pi f\tau} = |S(f)| e^{j[\phi(f) - 2\pi f\tau]}$$

그러므로 신호의 시간지연에 대한 결과는 주파수의 선형 함수인 $-2\pi f\tau$ 만큼의 위상차가 발생하며 이 위상차를 이용하여 시간 지연을 알아낼 수 있다. 각 채널의 입력 신호의 푸리에 변환의 실수 항과 허수 항을 R 과 I 로 표현했을 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_L(f) = R_L + jI_L = |S_L| e^{j\phi_L}$$

$$S_R(f) = R_R + jI_R = |S_R| e^{j\phi_R}$$

$$\text{여기에서} \quad |S_L| = \sqrt{R_L^2 + I_L^2} \quad , \quad |S_R| = \sqrt{R_R^2 + I_R^2}$$

$$\phi_L = \tan^{-1} \frac{I_L}{R_L} \quad , \quad \phi_R = \tan^{-1} \frac{I_R}{R_R}$$

각 채널에 수신되는 표적신호의 위상차이는 $\phi_L - \phi_R$ 이므로 이 값은 L와 R 채널에 입사한 신호의 cross spectrum $S_L(f)S_R^*(f)$ 을 이용하여 구할 수 있다. 여기서 $S_R^*(f)$ 는 $S_R(f)$ 의 공액 복소수이다.

$$\begin{aligned} S_L(f) S_R^*(f) &= |S_L| |S_R| e^{j(\phi_L - \phi_R)} \\ &= (R_L + jI_L)(R_R - jI_R) \\ &= (R_L R_R + I_L I_R) + j(I_L R_R - R_L I_R) \\ \phi_L - \phi_R &= 2\pi f\tau = \tan^{-1} \left(\frac{I_L R_R - R_L I_R}{R_L R_R + I_L I_R} \right) \end{aligned}$$

시간 차이는 주파수의 함수가 되어 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\tau(f) = \frac{[\phi_L(f) - \phi_R(f)]}{2\pi f}$$

일반적으로 표적신호는 주파수 대역을 가지며 대역은 송신 펄스 주파수, 표적의 도플러, 매질에 의한 주파수 퍼짐 등에 의해 결정된다. 방위계산에 있어 단일 주파수성분만을 이용하여 표적의 방위각을 계산하기보다는 신호의 대역폭을 고려한 방위각이 계산이 효율적이다. 특정 주파수 영역에서 최소 자승법 (least-square method)으로 시간 지연 τ 를 계산하기 위하여 자승오차(square error) $E^2(\tau)$ 를 다음과 같이 정의하면

$$E^2(\tau) = \sum_{f=f_1}^{f_2} \left[|S_L(f)| |S_R(f)| (\tau(f) - \tau) \right]^2 \quad (3-18)$$

여기에서 시간지연 $\tau(f)$ 의 신뢰성을 고려하기 위하여 주파수 성분의 크기인 $|S_L(f)| |S_R(f)|$ 를 가중치로 하여 최소 자승법에 의한 최적의 시간지연 τ^* 과 방위 추정 θ 는 다음의 식에서 구할 수 있다.

$$\tau^* = \frac{\sum |S_L(f)| |S_R(f)| \tau(f)}{\sum |S_L(f)| |S_R(f)|} \quad (3-19)$$

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\tau^* c}{d} \right) \quad (3-20)$$

표적의 수직각은 위에서 상하 두 채널의 입력 신호로부터 위와 동일한 방법으로 구할 수 있다. 식 (3-18)에서 정의된 자승 오차를 최소화하여 구한 시간지연 τ^* 는 다음의 측정 오차 σ_{τ^*} 를 가진다.

$$\sigma_{\tau^*} = S_f \left[\frac{1}{2} \frac{\partial^2 E^2(\tau)}{\partial \tau^2} \right]^{-1/2} \bigg|_{\tau=\tau^*} \quad (3-21)$$

여기서 S_f 는 표본 오차(sample variance)로서 신호대 잡음비의 역함수이며 대 팔호는 자승 오차면의 곡률이다. 식 (2-24)에서 알 수 있듯이 신호대 잡음비가 크고 자승 오차면의 곡률이 클수록 정확한 시간 지연을 구할 수 있다. 식 (3-18)의 이차 미분값을 식 (3-24)에 대입하면 다음의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\sigma_{\tau^*} = \frac{S_f}{\sum |S_L(f)| |S_R(f)|} \quad (3-22)$$

식 (3-22)로부터 정확한 방위를 추정이 가능할때는 신호대 잡음비가 클 때 즉 복반사음과 표적 신호의 주파수 대역이 틀릴 경우와 송신 신호의 주파수 폭이 넓을 때이다.

3.4 공변 행렬을 이용한 표적의 상태 추정

HL 반사 신호의 도달 시간과 방위 추정을 한 결과를 이용하여 공간상에 HL의 위치를 추정할 수 있다. 추정된 각 HL 정보로부터 표적의 상태를 추정하기 위하여 공변행렬(covariance matrix)을 사용하였다.[18] 공변행렬은 공간에 분포하는 점들의 분산을 이용하여 점들을 대표하는 축을 구하는 방법이다.

먼저 추정된 HL 위치의 평균값으로 표적의 중앙 위치 (m_x, m_y, m_z)를 식 (3-26)을 이용하여 추정할 수 있다.

$$m_x = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N x_i, \quad m_y = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N y_i, \quad m_z = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N z_i \quad (3-23)$$

여기서 x_i, y_i, z_i 는 i 번째 HL의 공간상 위치이며
 N 은 HL 갯수를 표현한다.

다음 단계로 표적의 계산된 중앙 위치를 기준으로 식 (3-23)와 같이 공변행렬(m_c)을 구한다.

$$m_c = \frac{1}{N} \begin{pmatrix} \sum (x_i - m_x)^2 & \sum (x_i - m_x)(y_i - m_y) & \sum (x_i - m_x)(z_i - m_z) \\ \sum (y_i - m_y)(x_i - m_x) & \sum (y_i - m_y)^2 & \sum (y_i - m_y)(z_i - m_z) \\ \sum (z_i - m_z)(x_i - m_x) & \sum (z_i - m_z)(y_i - m_y) & \sum (z_i - m_z)^2 \end{pmatrix} \quad (3-24)$$

여기서 $x_i = r_i \cos \phi_i \cos \theta_i$, $y_i = r_i \cos \phi_i \sin \theta_i$, $z_i = r_i \sin \phi_i$ 이며
 r_i 는 i 번째 HL의 거리,
 ϕ_i 는 추정된 HL의 수직각(vertical angle),
 θ_i 는 추정된 HL의 수평각(horizontal angle)를 표현한다.

식 (3-24)의 자승 내적값의 산술 평균값 S_e 을 최소화하는 벡터 \vec{v} 를 구하기 위하여 제한 요소를 $\alpha = \vec{v}^t \cdot \vec{v} = 1$ 라 하고 Lagrange multiplier λ 를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
F &= S_e - \lambda a \\
&= \vec{v}^t [m_c] \vec{v} - \lambda \vec{v}^t \vec{v}
\end{aligned} \tag{3-25}$$

식 (3-25)의 최소 자승 오차를 구하기 위해서는 F 의 편미분 값이 0이 되어야 한다.

$$\nabla_v F = \nabla_v [\vec{v}^t [m_c] \vec{v}] - \lambda \vec{v}^t \vec{v} = 0 \tag{3-26}$$

식 (3-26)를 정리하면 아래 식과 같이 고유치 문제(eigenvalue problem)의 형태로 표현된다.

$$[m_c] \vec{v} = \lambda \vec{v} \tag{3-27}$$

위의 식에서 λ 는 고유치(eigenvalue), \vec{v} 는 고유 벡터(eigenvector)이다. 공변형렬의 경우 대칭 행렬로 실수의 고유치와 서로 직교하는 고유 벡터를 구할 수 있다. 각 고유치는 고유 벡터의 크기를 표현하며, 가장 큰 고유치에 해당되는 고유벡터를 주축(principal axis)라고 표현한다. 구해진 주축을 이용하여 표적의 자세각을 추정 할 수 있으며 주축과 직교하는 두 벡터 방향으로 HL의 위치를 매핑(mapping)하여 표적의 차원(길이, 너비, 높이)를 구할 수 있다.

3.5 HL를 이용한 표적의 상태 추정시 오차 발생 요소

표적의 HL를 이용하여 표적의 상태를 추정하였을 때 필연적으로 포함되는 오차가 있다. 그것은 Figure 3.8에서 표현한 현상들로 표적 형상에 따른 HL 분포, 거리 분해능, 송신 빔 패턴 등에서 발생한다.

Figure 3.8의 (a) fading effect는 송신 빔 패턴이 표적을 모두 커버하지 못하였을 때 생기는 현상이다. 이 경우 표적 상태 추정 시 표적의 길이와 중앙 위치 추정 등에 오차를 유발한다.

(b)는 표적의 상태 추정 시 가장 많이 발생하는 효과인 masking effect는 표적이 볼륨을 가지고 있기 때문에 어뢰 반대 방향에 보이지 않는 HL가 발생한다. 한 방향의 HL를 이용하여 표적의 상태 추정을 할 경우 표적의 중앙 위치는 어뢰 쪽으로 치우치는 등 오차를 유발한다.

Horizontal Field of view

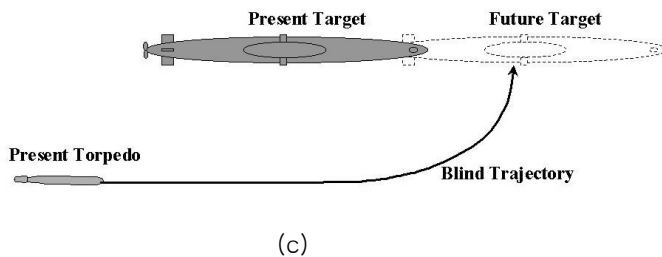
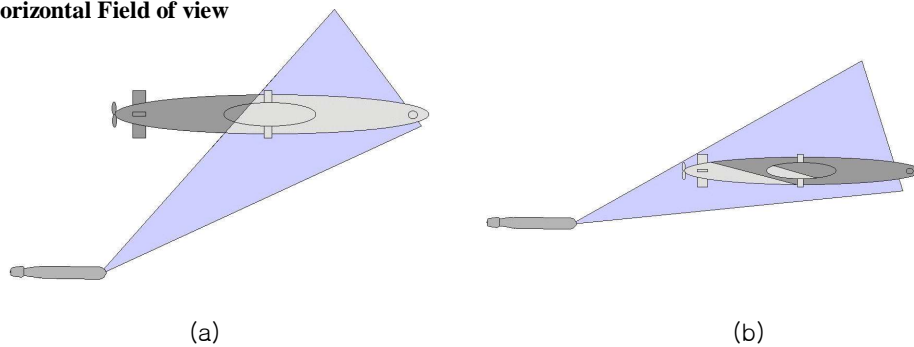


Figure 3.8 Error occurrence of TSE (a) fading effect, (b) making effect, (c) blind effect.

(c)와 같이 어뢰가 표적에 접근하게 되면 HL 간에 시간 지연이 줄어들게 된다. 이때 시간 분해능보다 표적의 HL 간에 시간 지연이 줄어들면 HL 분석이 불가능하게 된다. 이와 같은 표적 상태 추정 불능 시점부터 공격할 때까지의 구간을 HL 분해 불능 구간이라고 표현한다.

위에서 나열한 효과에 의해 표적의 상태 추정은 오차를 가질 수밖에 없으며, 이를 해결하기 위한 방법은 대상 표적들의 자세별 HL 데이터베이스와 정밀한 표적 신호 재생 등이 필요하며, 표적의 상태 추정을 한 핑(ping) 단위의 결론보다는 다수 핑 결과를 융합하여 결과를 도출하여야 한다.

4. 축소 표적 시험 및 결과 분석

4.1 축소 표적 시험

4.1.1 축소 표적 시험 장비

축소 표적 시험 장비는 Figure 4.1과 같이 신호발생부와 센서부, 신호처리부, 기록장치부 그리고 표적으로 구성된다. 표적 및 센서는 상사법칙[11] [27]을 고려하여 설계되었다.

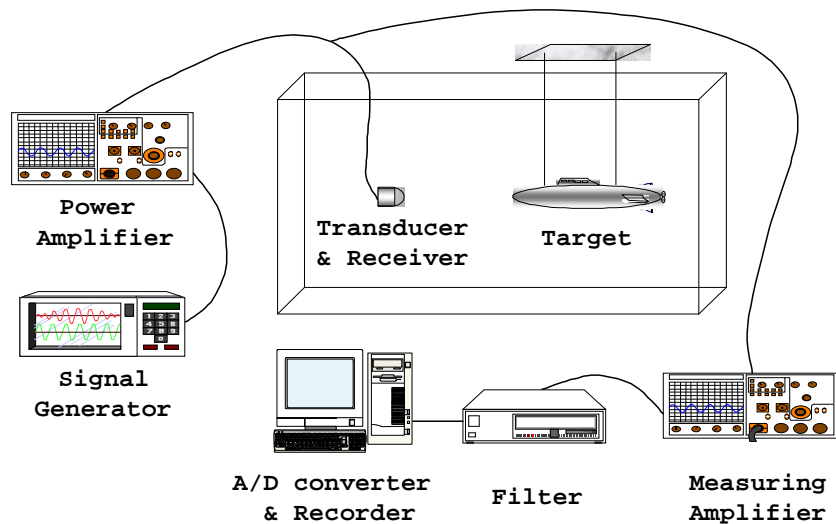


Figure 4.1 Structure of equipments for the scaled target experiment.

축소 표적 시험 시스템은 신호발생기에서 신호를 발생한 후 게이트 시스템에서 송신 신호의 길이를 조정하고 전력 증폭기에서 신호를 증폭하여 센서부의 하나의 송신 트랜스듀서를 구동하게 되고, 4개의 센서를 통해 수신된 신호를 측정 증폭기를 걸쳐 증폭 후 HPF (High Pass Filter) 및 LPF (Low Pass Filter)를 사용하여 필요한 주파수 대역만을 기록장치로 인가하게 된다. 각 장비의 세부사항

은 다음과 같다.

4.1.1.1 신호 발생부

신호 발생부는 CW, LFM 등 펄스(pulse) 형태와 PRI (Ping Repetition Interval)를 조정하여 발생하는 신호 발생기와 펄스 길이를 조정해주는 게이트 시스템, 송신신호를 원하는 음압으로 방사할 수 있도록 이득을 주는 전력증폭기로 구성되어 있다.

신호 발생기는 상용제품(HP 3314A, HP 33120A)으로 구성하였으며 게이트 시스템도 상용 장비(HP type 4400)를 사용하였다. 전력 증폭기는 Figure 4.2의 오른쪽에 부착된 한 채널로 신호가 입력하며 0~30dB까지 증폭이 가능하다. 또한 감쇄기도 0/-10/-20dB로 조정할 수 있게 하여 송신 전압 측정시 간편하게 운용하도록 제작되어 있다. 또한 온도 및 전압/전류 경고등이 있어 안전성을 고려하여 제작되었다.

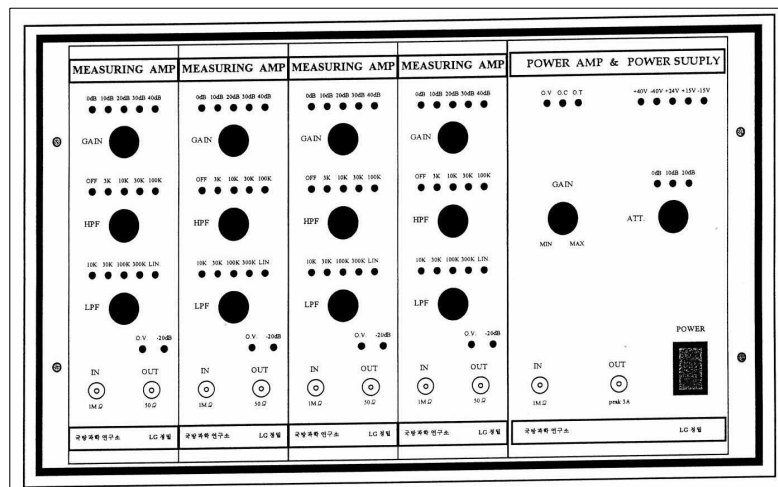


Figure 4.2 Front view of power amplifier and pre-amplifier.

4.1.1.2 센서부

센서부는 4개의 수신센서와 1개의 송신 트랜스듀서로 센서 배열이 구성된다. 4개의 수신센서 신호를 증폭하고 원거리 전송이 가능하도록 하는 전치 증폭기 4

개와 송신 트랜스듀서의 임피던스를 정합하는 매칭 트랜스포머로 구성되어 있다. 전기적인 신호를 받아서 음향신호로 전환하는 기능과 음향신호를 전기적으로 변환하는 센서부는 센서 배열과 전치 증폭기 및 매칭 트랜스로 구성되어 있으며 그 구성은 Figure 4.3과 같다.

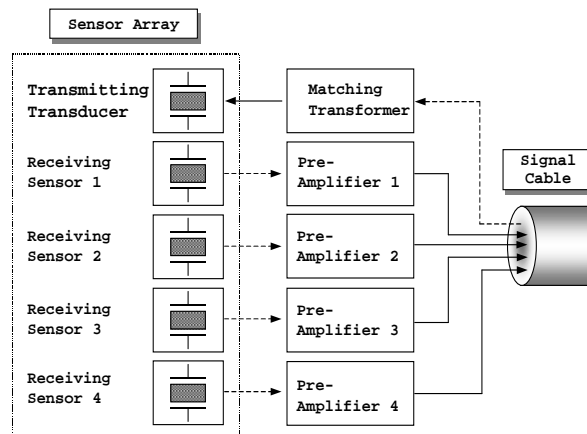


Figure 4.3 Structure of the sensor part.

Figure 4.4는 축소 표적에서 사용한 센서부의 사진이다. 센서 배열은 수신되는 방향을 분석 할 수 있도록 정해진 간격으로 사각 모양으로 일정하게 배열되어 있다. 전치 증폭기는 수신 센서의 신호를 증폭하고 신호 케이블을 통하여 원거리 전송이 가능하도록 출력 임피던스를 낮게 하여 원거리 전송에 따른 시스템의 신호 대 잡음비의 저하를 방지하며 수신 센서의 위상 보정을 함으로써 신호 분석기에서 정확한 신호의 방위 분석을 가능하게 한다. 매칭 트랜스포머는 송신 트랜스듀서의 임피던스를 낮추고 위상 보정을 함으로써 신호 처리기의 전력증폭기가 구동하기 적합한 임피던스 특성을 갖게 한다. 이렇게 처리된 신호는 케이블을 통하여 다시 신호처리부로 인가되어 신호 분석기에서 분석하기 적합한 신호의 크기 및 대역으로 처리되게 된다.

수조에서 센서 특성 시험을 한 결과 센서의 TVR은 사용중심 주파수인 420kHz에서 156dB// μ Pa at 1m per V이며 RVS는 각각 -173.0/ -169.6 /-167.9 /-170.9dB(V/ μ Pa)로 시험 용도로 충분한 성능이다. 또한 송신 빔폭은 15° (-6dB 지점)이며 수신인 경우 23° (-6dB 지점)로 측정되었다.



Figure 4.4 Photograph of the sensor part.

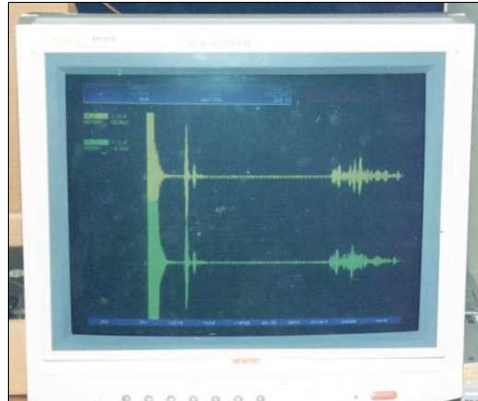


Figure 4.5 A/D control and display.

4.1.1.3 신호처리부

신호처리부는 센서로부터 수신되는 신호를 증폭하고 LPF 및 HPF를 이용하여 필요한 주파수 대역만을 선택할 수 있는 4개 채널의 측정증폭기로 구성되어 있다. 측정증폭기의 경우 Figure 4.2에서 왼쪽에 부착된 4개의 채널로 증폭은 0~40dB로 10dB 간격 조정이 가능하며 HPF와 LPF의 경우 off/3/10/30/100 kHz로 cut-off 주파수를 조정하게 되어 있고 과전력 경고등이 부착되어 있다.

4.1.1.4 기록장치

기록장치의 기본은 PC로 PC 정착용 A/D 변환기를 이용하여 PC의 HDD로 기록하였다. A/D 변환기는 상용 제품으로 메모리가 보드에 내장되어 있어 짧은 시간동안 고이산화율(high sampling rate)로 신호 처리가 가능하다. 축소 표적 시험의 경우 10ms동안 5MHz의 이산화율로 신호를 획득하였다. Figure 4.5는 축소 표적 반사 신호 획득시 화면에 처리되는 모습이다.

4.1.1.5 표적

축소표적 시험에 사용된 표적은 Figure 4.6의 구 표적과 Figure 4.7와 같이

외부 형태 및 내부구조가 다른 네 종류의 표적이다. 본 논문에서는 각각의 표적을 구 표적과 표적 #1, #2, #3, #4 로 분류한다.

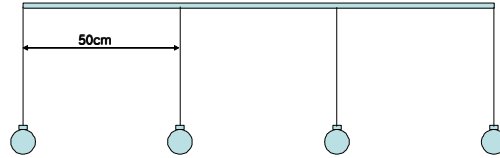


Figure 4.6 Shape of the spherical target.

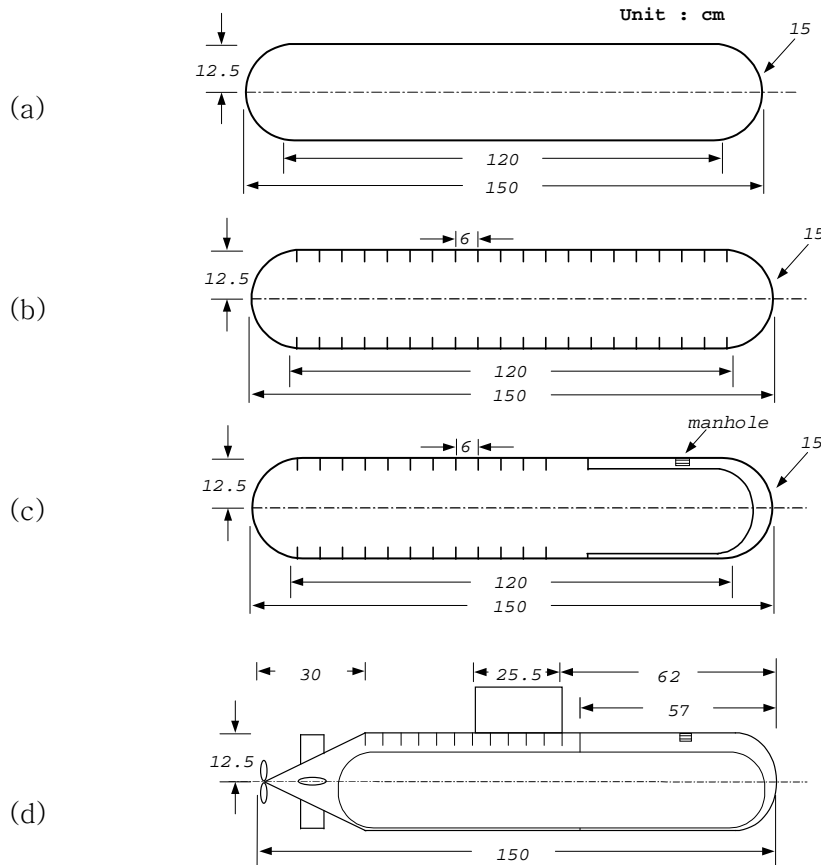
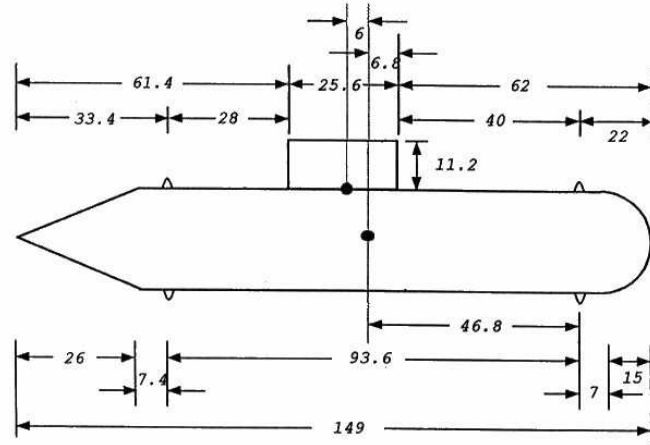
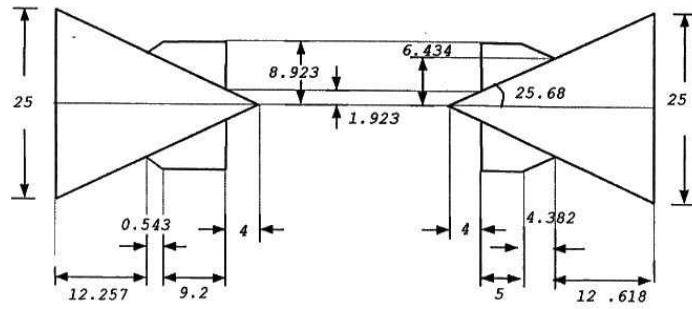


Figure 4.7 Side view of the target (a) target#1, (b) target#2, (c) target#3, (d) target#4.



(a)



(b)

Figure 4.8 Detail drawing of the target #4 (a) detail drawing, (b) rudder.

구 표적의 경우 HL의 위치를 정확히 알 수 있는 장점을 가지고 있으며, 표적 #1의 경우 실린더 모양에 양쪽을 구로 처리하였고, 표적 #2는 표적 #1 모양에 잠수함의 지지대를 표현한 뼈대(rib)를 설치하였다. 표적 #3은 표적 #2에 뒤쪽 물탱크를 설치하고 맨홀을 이용하여 물을 채울 수 있게 하였다.

표적 #4의 경우 잠수함과 동일한 모형으로 코닝타워와 프로펠라, 방향타 등을 부착하여 잠수함의 기하학적인 모양에 대한 분석을 위해 제작되었다. 내부 구조는 표적 #3과 동일하다. Figure 4.8은 표적 #4의 상세도면이고 Figure 4.9는

표적 #4번의 실제 모습이다.



Figure 4.9 Shape of the target #4.

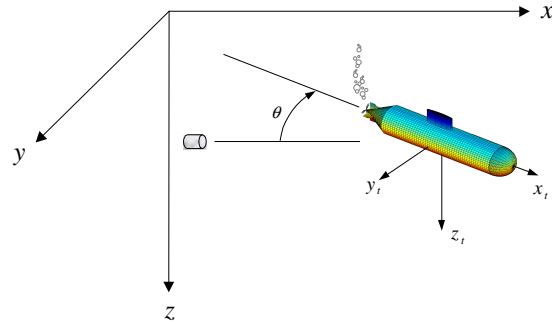


Figure 4.10 Definition of the target aspect angle.

축소 표적 시험 수행시 표적의 자세각은 Figure 4.10과 같이 센서가 표적을 바라보는 관점에서 음원과 표적이 직선상에 놓인 상태를 자세각 0° 로 정의한다. 표적 #1, #2의 경우는 대칭이므로 자세각 정의에서 문제가 없지만, 표적 #3, #4의 경우는 비대칭이므로 이 경우에는 함수 탱크 부분이 음원과 반대쪽에 위치한 경우를 자세각 0° 로 정의하였다.

4.1.1.6 축소 표적 시험

음향수조에서 축소표적 시험은 해양 환경에서 발생할 수 있는 여러 환경 변수 즉, 음속의 변화, 주변소음, 복반사 등에 대한 영향과 표적과 소나의 위치와 방향에 대한 불확실성 및 계측장비 운용 시에 발생하는 오차를 최소화할 수 있으므로 표적 자체의 산란현상을 분석하는데 효과적이기 때문에 해석적인 해를 구할 수 없는 복잡한 현상의 해석에 이용된다. 이러한 축소표적 시험은 정밀 측정을 요하는 분야이므로 표적신호의 신뢰성을 확보하기 위해 주변환경의 제약이 없어야 하며, 표적의 위치제어, 송신 펄스의 안정성 및 채널간 동조와 같은 문제의 해결이 선행되어야 한다.

축소표적 시험은 송·수신이 가능한 음향전환장치와 외부 형태 및 내부구조가 서로 다른 네 개의 축소표적을 이용하여 단상태(monostatic) 소나 시스템을 구성

한다. 반향시험은 내부구조, 펄스형태, 자세각에 따라 구성되며, 시험의 목적은 다음과 같이 요약할 수 있다.

1. 축소 표적을 사용하여 자세각에 따른 표적신호 획득
 - 각 HL사이의 간섭현상과 신호신장이 자세각에 따른 변화 분석
 - 각 채널의 분산(dispersion)에 의한 주파수 천이현상의 관측
 - 각 HL의 자세각에 따른 방향성의 경향 파악
 - 다중채널 신호에 위상모노펄스이론을 적용하여 TSE 알고리즘의 검증
 - 표적 신호의 시간영역 및 주파수영역에서의 반향 특성을 파악함으로써 표적 신호 합성의 기본 구조 제공
 - 펄스 종류에 따른 표적 신호 분석
2. 축소표적의 내부 구조물과 자세각에 따른 반향신호 획득
 - 표적의 내부구조가 표적 신호에 미치는 영향
 - 표적의 내부구조가 HL의 간섭 현상에 미치는 영향
 - HL의 간섭현상이 표적 상태 추정에 미치는 영향

축소표적 시험에 사용된 중심 주파수는 420kHz이고 펄스의 길이는 최대 3.5ms이다. 음향수조의 기하학적 크기 및 형태는 축소표적의 음향 환경에 대한 경계조건이 된다. 시험에 사용된 음향수조는 장방형의 $20 \times 12 \times 10$ m의 크기로 외부 진동차단 장치는 설치되어 있으나 수조 벽면의 방음 코팅(anechoic coating) 처리는 되어 있지 않다. 그러므로 센서와 표적의 배치는 표적신호가 수조 경계면과 수조 내 설치 구조물에 의한 잔향음과 구분되는 조건을 만족하도록 하여야 한다.

축소 표적 시험 중 CW 신호 시험의 경우 시스템 구성은 Figure 4.11과 같다. 상용 장비인 HP33120A에서 펄스의 PRI 및 주파수, 펄스 길이가 조정 가능하여 LFM 신호 시험에 비해 간단한 시험도를 가진다.

LFM의 신호 발생의 경우 Figure 4.12처럼 HP33120A로 케이트 시스템(HP type 4400)과 LFM 신호 발생기(HP 3314A)로 동기를 시켜주는 구성으로 CW 발생 시험에 비해 복잡한 시험 구조를 가지고 있다. Figure 4.13은 실제 축소 표적 시험 수행시 수조 수중에서 촬영한 사진이다.

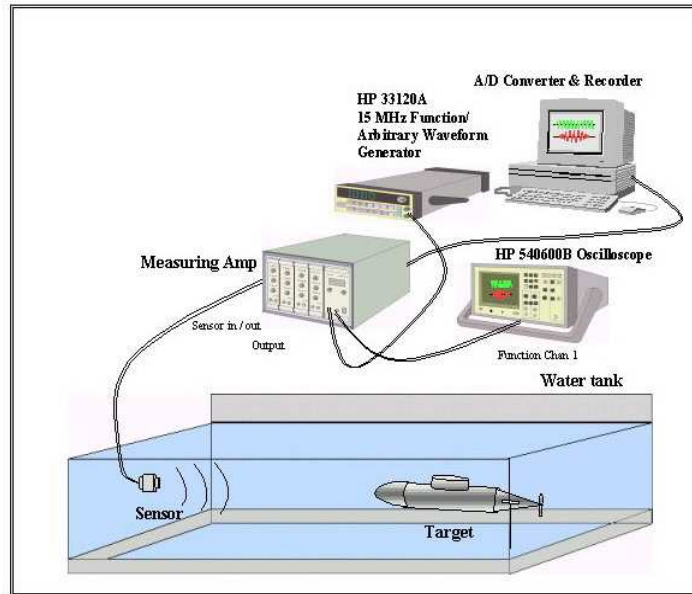


Figure 4.11 Experimental structure of the CW pulse experiment.

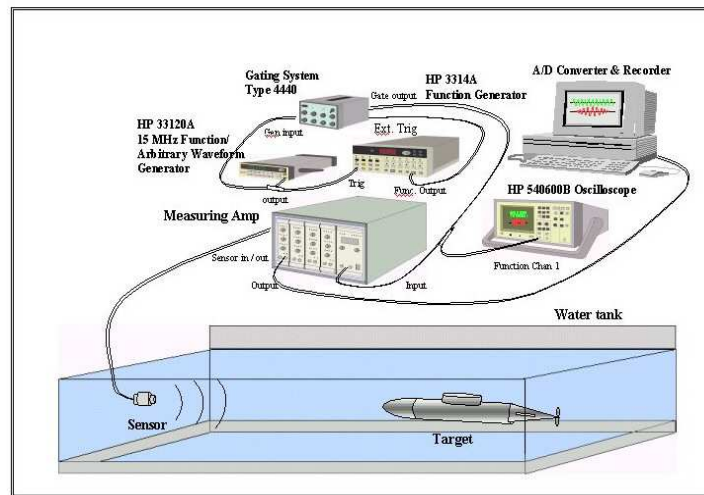


Figure 4.12 Experimental structure of the LFM pulse experiment.

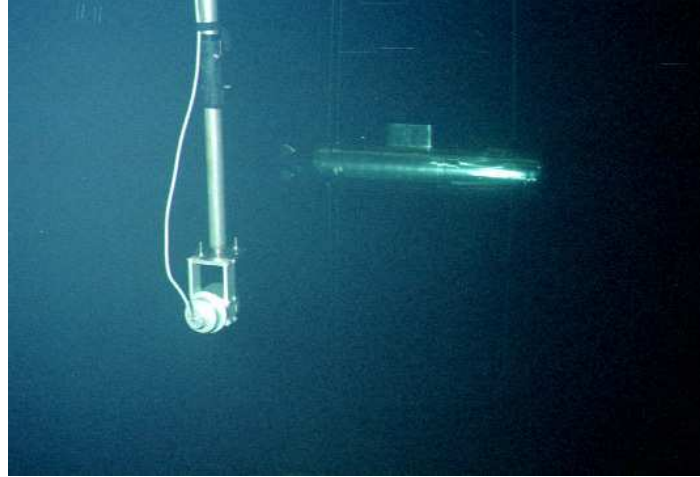


Figure 4.13 Photograph of the scaled target experiment in the water tank.

4.1.2 축소 표적 시험 내용

표적의 반향음 특성 및 상태 추정 분석을 위한 축소 표적 시험은 Table 5.1의 펄스 종류와 Table 5.2의 표적의 자세각에 대하여 수행하였다. 표적의 형상은 Figure 4.6~Figure 4.9에 기술하였으며, 표적의 자세각은 Figure 4.10에서 정의하였다.

Table 4.1 Pulse types using for the scaled target experiment.

Pulse Type	Pulse Length	Frequency	Sampling Rate
CW	0.012 ms	420 kHz	5MHz
LFM	1 ms	405 ~ 435 kHz	5MHz

CW 신호의 결과는 시간 영역에서 전체적인 경향을 분석할 때 유리하며, LFM 신호 결과의 경우 CW 신호에 비해 펄스길이가 길기 때문에 표적 강도 측면과 방위 추정의 정확도를 가질 수 있으며 거리 분해능을 신호 처리 중 윈도우

이동시간을 조정하여 조절할 수 있는 장점이 있다.

표적의 경우 구 표적은 HL의 위치를 정확하게 알 수 있는 장점이 있으므로 표적 상태 추정 알고리즘 확인에 사용하였으며 표적 #1~#4번까지 표적의 각 요소들을 추가하면서 반향음의 종류를 분리하였다.

Table 4.2 Shape of Targets using for the scaled target experiment and definition of the aspect angle.

Target	Water tank	Target aspect angle	Remark
Spherical target	—	0 ~ 90° (5° interval)	
Target #1	—	0 ~ 90° (5° interval)	
Target #2	—	0 ~ 90° (5° interval)	
	—	40 ~ 80° (2° interval)	elastic scattering
Target #3	air	0 ~ 180° (5° interval)	
	water	0 ~ 180° (5° interval)	multiple scattering
Target #4	air	0 ~ 180° (5° interval)	
	water	0 ~ 180° (5° interval)	multiple scattering

4.2 축소 표적 시험 결과를 이용한 반향음 분석

4.2.1 CW 신호를 이용한 반향음 분석.

CW 신호에 대한 분석은 Figure 4.14와 같이 가로축은 펄스 시간, 세로축은 자세각으로 수신 신호를 규격화(normalized) 해서 표현한 그림(이하 : CW 분석 그림)을 사용하였다. 이 CW 분석 그림은 자세각에 따라 변화하는 HL의 관찰과 표적 변화에 대한 HL의 변화 판단을 용이하게 한다.

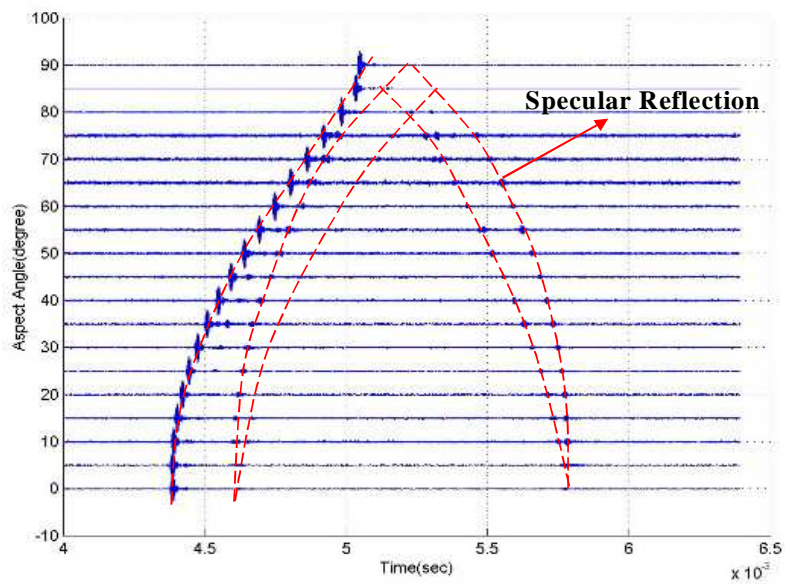


Figure 4.14 Received signal from the target #1 at various aspect angles.

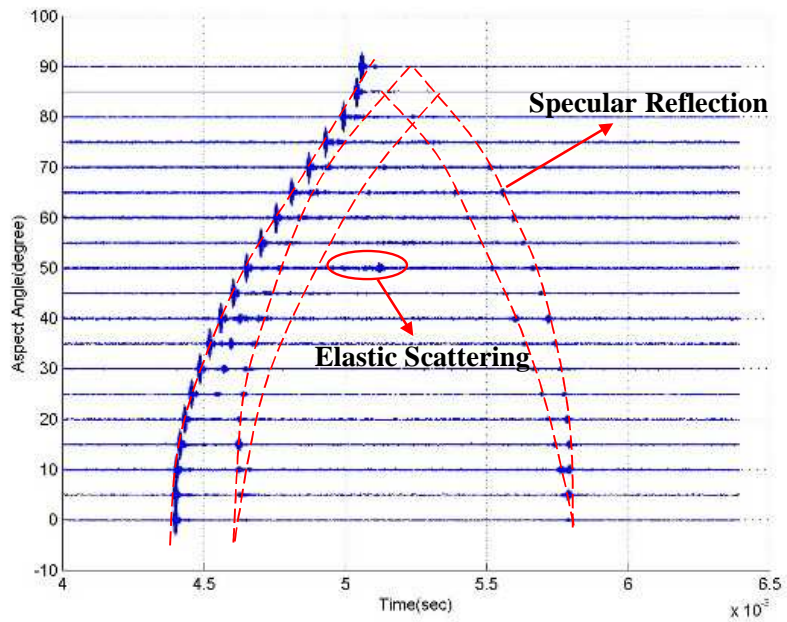


Figure 4.15 Received signal from the target #2 at various aspect angles.

표적 #1은 복잡한 외부 구조와 내부 구조물이 없으므로 외형에 따른 거울면 반사만 존재를 한다. Figure 4.14의 표적 #1에 대한 CW 분석 그림을 보면 점선은 표적의 동일한 HL가 자세각에 따른 계산된 도달 시간을 나타내며, 자세각 0° 에서 4.4초의 신호는 표적의 앞부분에서 생기는 HL이며 4.6초와 5.8초의 HL는 고리에서 생기는 HL이다.

Figure 4.15는 표적 #2의 CW 분석 그림이다. 표적 #2의 경우 Figure 4.7과 같이 표적 #1에 내부 뼈대(rib)가 6cm 간격으로 설치된 표적이다. Figure 4.14와 비교하면 거울면 반사는 표적 #1과 동일하지만, 자세각 50° 에서 수신된 신호를 보면 5.1ms 부근에서 탄성 산란으로 보이는 신호가 수신되었다.

정밀한 탄성 산란을 분석하기 위해 표적 #2의 자세각 $40^\circ \sim 80^\circ$ 까지 2° 간격으로 측정하였다. Figure 4.16의 CW 분석 그림을 보면 자세각 $50^\circ \sim 68^\circ$ 까지 탄성 산란이 확인되었다.

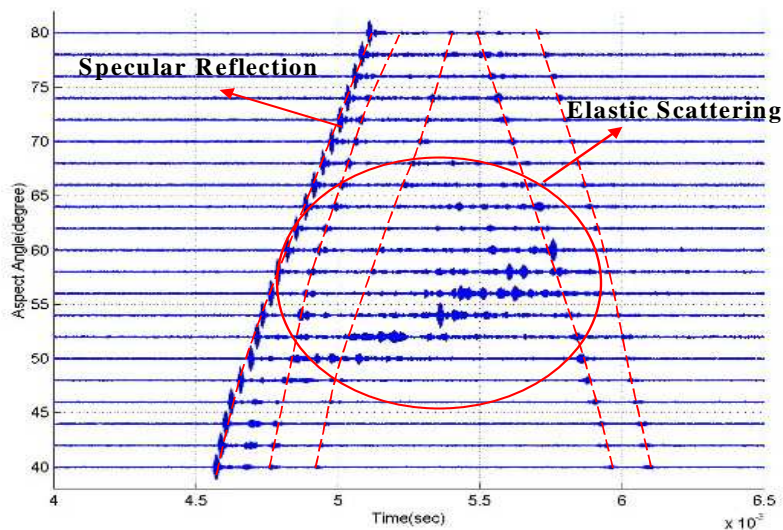


Figure 4.16 Received signal from the target #2 at various aspect angles.(Shows Elastic scattering phenomena)

Figure 4.17은 표적 #3(물탱크에 물이 채운 것, 이하 (water)로 표기)의 CW 분석 그림이다. 표적 #3은 Figure 4-7과 같이 내부 뼈대를 표적의 중간까지 설치하고 나머지 공간에 두께가 있는 물탱크를 설치한 표적이다. 자세각 50°

부근에서 탄성 산란이 관측되며 탄성 산란 신호 모양이 표적 #2와는 차이가 있는데 이것은 물탱크의 시작 경계면 효과로 판단된다. 마지막 고리 부분 이후에 물탱크에서 다중 산란된 신호들을 확인할 수 있다.. 다중 산란의 경우 시간 지연이 하나의 특성이 되는데 이 부분의 HL에 인하여 표적 상태 추정에 오차가 발생한다.

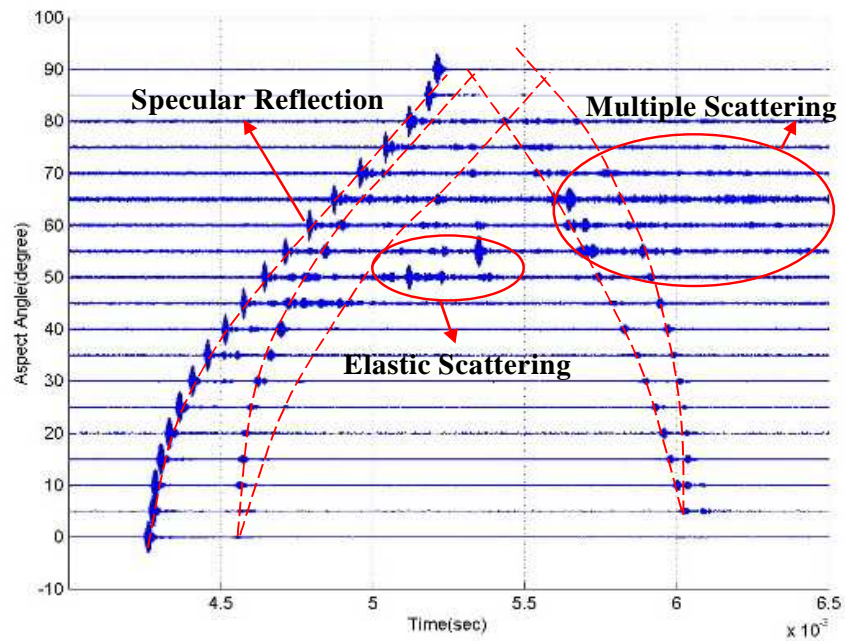


Figure 4.17 Received signal from the target #3(water) at various aspect angles.

Figure 4.18은 표적 #4(water)의 CW 분석 화면이다. 다른 표적에 비해 HL들이 복잡하게 표현되는 것을 볼 수 있다. 탄성 산란과 다중 산란은 표적 #3(water)의 결과와 동일하며 거울면 반사인 경우 코닝 타워와 방향타, 프로펠라에 의한 HL가 추가되어 나타나고 있다. 특히 프로펠라에서 반사되는 신호는 그 외형의 복잡함으로 인해 반사 성분 속에 반사와 회절이 섞여 있을 것으로 판단된다.

Figure 4.19는 표적의 자세각 55° 에서 4개의 표적 종류(표적 #3(air), 표적 #3(water), 표적 #4(air), 표적 #4(water))를 대상으로 획득한 수신 신호를

표적 형상과 함께 표현하였다. 그림에서 보면 표적 #3번의 경우 앞부분과 고리, 뼈대, 물탱크 시작부분, 물탱크에서 반사되는 신호들이 순서대로 수신된다. 표적 #4의 경우 표적 #3번과 비교하여 앞부분 반사 신호 준위가 작아 보이는 이유는 신호 크기를 규격화하였기 때문으로 신호 중 가장 큰 신호인 코닝타워 반사 신호 준위가 상대적으로 큰 신호가 수신되었기 때문이다. 규격화로 인하여 뒷부분의 고리 반사 신호의 준위가 잘 보이지 않고 있다. 물탱크에 물을 넣을 경우 표적 #3(water)과 마찬가지로 시간 지연이 생긴 다중 산란이 보이고 있다.

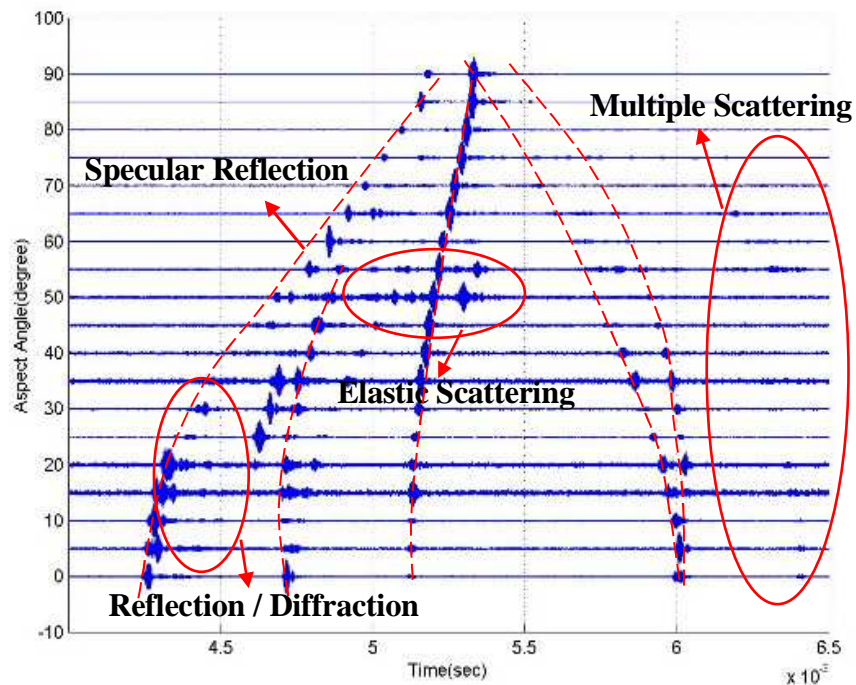


Figure 4.18 Received signal from the target #4(water) at various aspect angles.

지금까지 CW 신호를 이용하여 표적에 따른 HL 분포의 전체적인 경향과 2장에서 논한 표적 반향음 형태의 종류를 확인 할 수 있었다. 다음 절에서는 LFM 신호를 사용하여 HL 분석을 수행하였다. 또한 Table 5.2의 시험 종류에 대한 CW 분석 그림은 모두 부록 3에서 수록하였다.

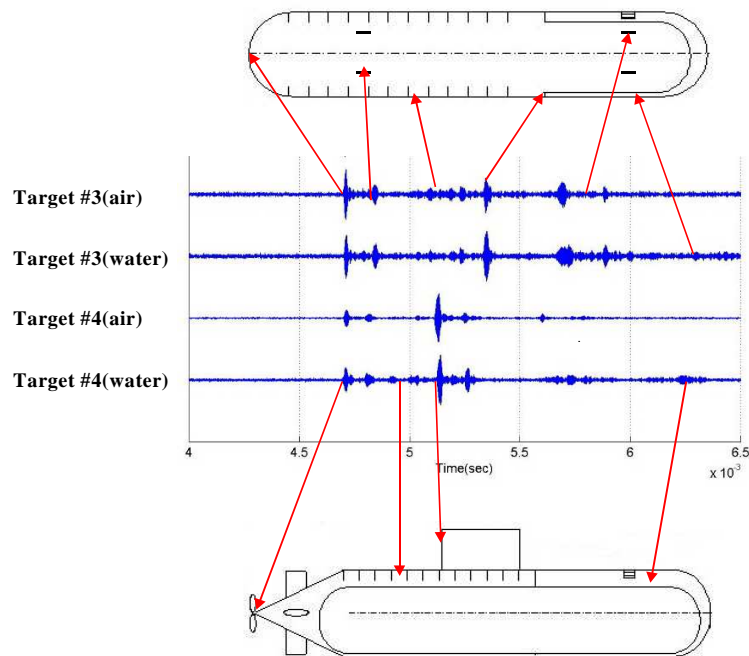


Figure 4.19 Comparison of received signal on every target at the aspect angle 55°.

4.2.2 LFM 신호 분석 프로그램

LFM 신호를 이용하여 표적 HL 분석을 위해 Figure 5-7과 같이 축소 표적 시험 LFM 신호 분석 프로그램(이하 분석 프로그램)을 개발하였다. 분석 프로그램은 두 가지 결과 화면으로 분리되는데 Figure 4.20과 4.21이 분석 프로그램의 예이다. 먼저 Figure 4.20은 첫 번째 분석 프로그램의 결과로 수신된 신호를 입력된 변수로 신호처리를 수행하여 분리된 표적의 HL를 보여준다.

화면의 ①은 HL를 분리하기 위한 변수 설정을 보여주며 ②의 위와 아래 패널은 왼쪽과 오른쪽 센서에서 수신된 표적 신호를 보여준다. 수신된 표적 신호를 정합 필터를 통과시켜 거리-주파수 영역으로 환산된 결과가 ③에서 표시되며, HL 분해를 위한 좌Table 변환의 결과가 ④이다. ④의 결과를 시간 축으로 합산한 그

림이 ⑤인데 파란선이 신호 결과이며 붉은 선이 문턱치(threshold)를 나타낸다.

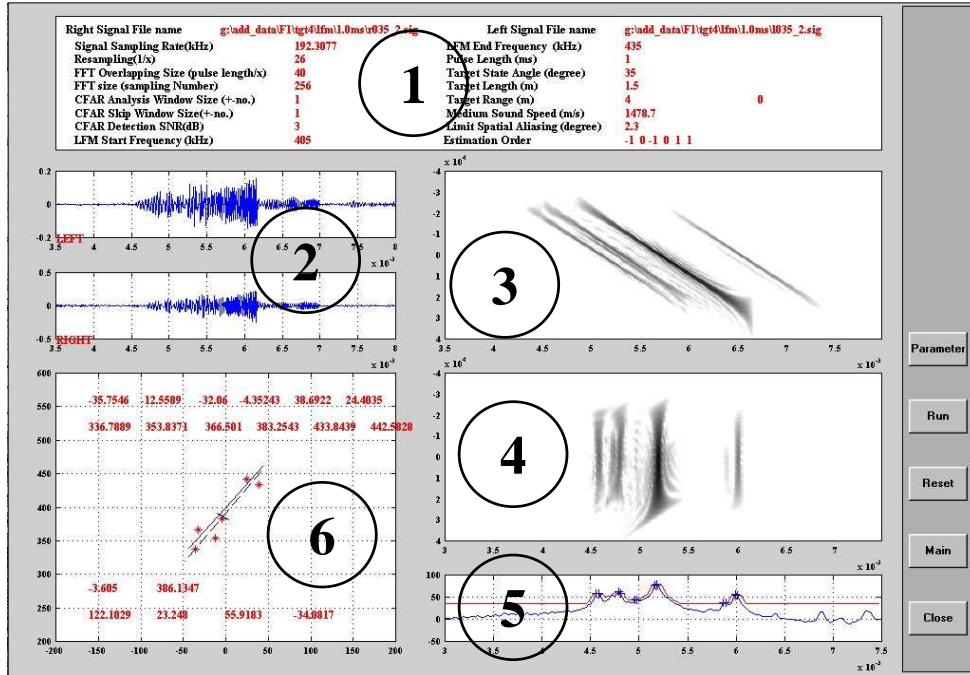


Figure 4.20 Signal analysis program(1) for scaled target experiment using the LFM pulse.

문턱치 계산은 가변 문턱치와 고정 문턱치(fixed threshold)를 동시에 사용하였다. 가변 문턱치는 오경보 확률을 일정하게 유지하여 주는[28] CFAR (Constant False Alarm Rate) 탐지기[29][30] 중 대상 셀(cell) 주변의 M개의 셀을 이용하여 그 평균으로 탐지 문턱치를 가변적으로 산출하는 CA(Cell Averaging) CFAR[31]를 사용하였다. 분리된 HL는 신호 결과에 + 기호로 표시하였다. 각각의 HL에 대한 방위 추정 결과 및 도달 시간을 고려하여 HL의 위치를 추정하였으며 ⑥에서 HL의 위치를 * 기호로 표시하였다. ⑥에서 실선은 표적의 실제 자세각이며 점선으로 표시된 직선이 HL를 이용한 표적의 자세각 추정 결과이다. ⑥의 상단에 표시된 숫자는 HL의 공간상의 위치이고 하단의 Table시는 추정된 표적의 중심점을 표시하며 그 아래는 공변행렬 분석을 통한 표적의 길이, 너비, 높이, 주축(principal axis) 그리고 부축(2nd axis)의 결과이다.

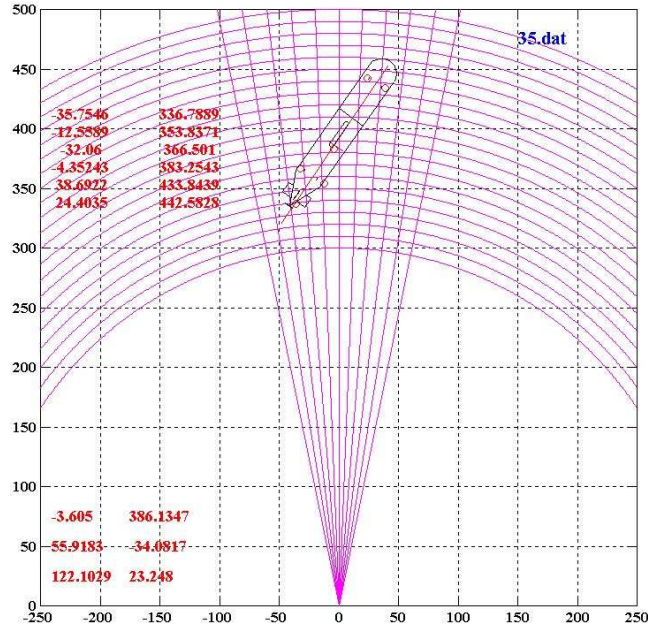


Figure 4.21 Signal analysis program(2) for scaled target experiment using the LFM pulse.

Figure 4.21은 두 번째 분석 프로그램의 결과로 분리된 HL들의 위치를 정밀 분석하기 위한 프로그램으로 표적의 모양을 실제 자세각으로 표시하고 추정된 HL를 공간에 도시하였다. 예제 그림은 표적 #4번의 자세각 35°의 결과로 프로펠라, 고리, 코닝 타워 등 각 부구조물에서 거울면 반사에 의한 HL들이 표시되고 있다. 그림의 좌측에는 Figure 4.20과 같이 표적 상태 추정 결과를 표시하였고, 센서로부터 표적으로 연결되는 선들은 표적의 각 구조물에 대한 센서 방향을 분석하기 위한 목적이며 표적 주위의 원형 선들은 센서로부터 동일한 거리를 표시하여 HL 이해를 돕기 위한 목적이다.

4.2.3 LFM 신호를 이용한 반향음 분석

LFM 신호의 경우 정합 필터를 사용하기 때문에 신호대 잡음비 측면에서 CW 신호에 비해 이득이 있으며, CW 비하여 펄스 길이가 길기 때문에 방위 추정시 처리 정보가 많게 되어 정확성 측면에서 유리하다. 또한 다음 장에서 논하여질

HL 분해능에서 분해능 조정 시 CW 신호의 경우 식 (5-9)와 같이 펄스 길이로 조정해야 되지만 LFM 신호의 경우 식 (5-10)과 같이 변화 주파수(Sweep frequency)를 조정하여 쉽게 구현할 수 있다.

표적의 반향음 분석은 2장에서 논한 반사 형태에 따라 접근하였다. 먼저 거울면 반사의 경우 CW 신호를 이용한 분석에서 하계 판단된 거울면 반사 성분을 기본으로 탄성 산란과 다중 산란을 중심으로 분석하였다.

4.2.3.1 탄성 산란 분석

LFM 신호를 이용하여 표적 #2의 자세각 $50^{\circ} \sim 68^{\circ}$ 에서 획득된 신호를 이용하여 탄성 산란을 분석하였다. 이 자세각에서는 CW 신호 분석에서 탄성 산란의 결과가 나타나고 있다(Figure 4.16 참조).

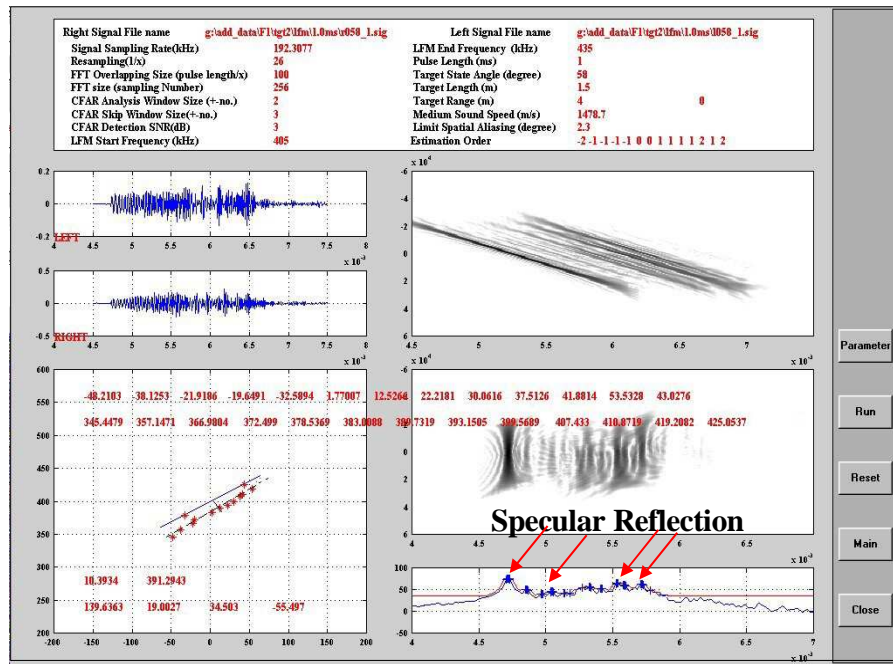


Figure 4.22 Resultant display 1 of signal analysis program for the target #2 at the aspect angle 58° .

Figure 5-9는 자세각 58° 에 대한 분석 프로그램 결과로 그림에서 화살표

들로 표시한 표적의 앞부분과 고리에서 오는 거울면 반사 신호사이에 많은 HL들이 존재하는 것을 확인 할 수 있다. 이 탄성 산란의 반사 신호 크기는 고리에서 반사된 거울면 반사 정도의 음압을 가지고 있다.

HL의 위치를 표시한 Figure 4.23을 보면 앞과 고리를 제외한 8개의 HL가 모두 표적 표면에 존재하는 것을 볼 수 있다. 이것은 앞에서 논의한 것과 같이 표적에 입사한 음압에 의해 굽힘파가 형성이 된 후 표면을 따라 진행하면서 뼈대와 같은 임피던스의 불연속점이 발생 할 경우 일치 반사각(coincidence angle)으로 방사되는 효과이다.

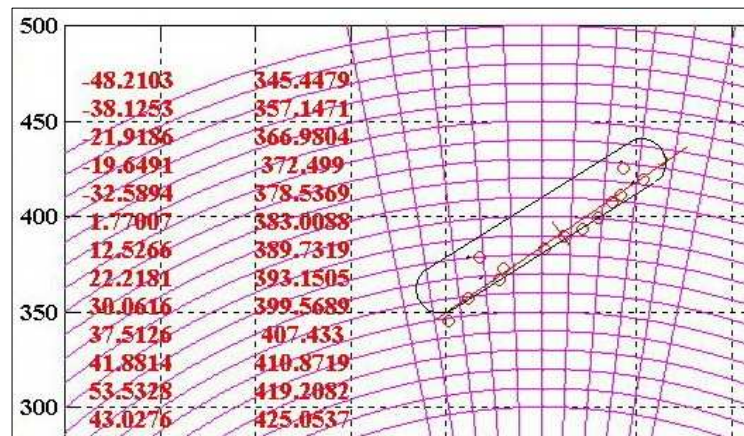


Figure 4.23 Resultant display 2 of signal analysis program for the target #2 at the aspect angle 58°.

표적 #2의 자세각 50° ~ 68°에서 획득된 신호를 이용하여 HL 분석을 통해 탄성 산란을 구분하였다. Figure 5-11은 분리된 탄성 산란의 HL에 대한 수신 상대 음압을 그림의 우측 상단에서 표현한 수신 각도별로 정리한 그림이다. 음압 준위는 HL 위치까지 전달 손실을 보상하였다. 그림에서 한 각도에서 여러개의 음압이 표시되는 데 이것은 표적의 여러 자세각에 대한 결과를 종합하였기 때문이다. 즉 표적의 자세각이 틀려지므로 음파 표적 입사 각도에 따른 굽힘파 형성의 양이 틀려지기 때문으로 Figure 4.24처럼 전체적인 경향으로 분석하여야 한다. Figure 4.24의 실선은 수신 각도별 최대값을 curve fitting 한 결과로 최대 반사 각도가 38°가 나온다. 이 결과는 식 (2-9)에서 계산된 반사 각도와 비교하면 약 8도 가량 차이가 생기고 있다. 이것은 식 (2-9)는 임피던스의 차이가 순간적

으로 발생할 경우에서 유도된 식이며 축소 표적의 경우 용접 등에 이유로 이론과 같이 제작하기 불가능하기 때문이다.

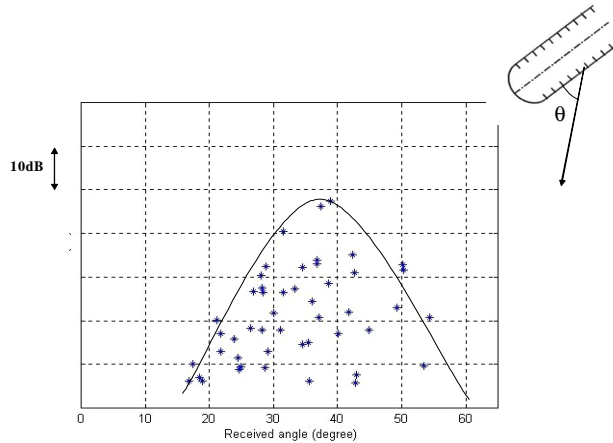


Figure 4.24 Result of elastic scattering.

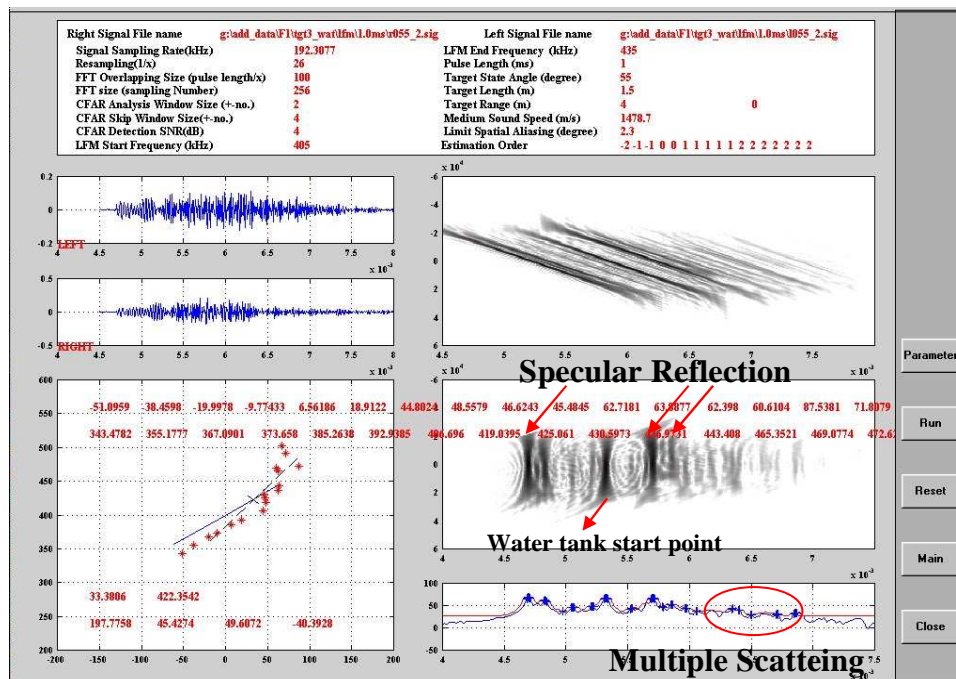


Figure 4.25 Resultant display 1 of signal analysis program for the target #3(water) at the aspect angle 58°.

탄성 산란의 음압 준위를 거울면 반사 계수와 비교하기 위해, 표적 #2의 본체를 반경 12.5cm의 실린더라고 가정하고 거울면 반사의 반사 계수 계산식인 식 (2-3)을 이용하여 반향음 준위를 계산한 후 환산한 결과를 Figure 4.24에서 직선으로 표시하였다. 최대 탄성 산란 결과와 12dB 차이가 발생하고 있다, 이 수치는 T자 모양의 구조물에 구조물과 수직하게 송신을 하고 각도 별로 수신하였을 때 거울면 반사와 탄성 산란의 음압 차이와 유사하다[20].

4.2.3.2 다중 산란 분석

LFM 신호를 이용하여 물탱크에 물이 채워진 표적 #3(water)의 자세각 50° ~ 80°에서 획득된 신호를 이용하여 다중 산란을 분석하였다. 이 자세각에서는 CW 신호 분석에서 다중 산란의 결과가 나타나고 있다(Figure 4.17 참조).

Figure 4.25는 자세각 55°의 분석 프로그램 결과로 그림에서 화살표로 표시한 앞과 마찬가지로 표적 앞부분과 고리에서 오는 거울면 반사 신호사이에 발생하는 탄성 산란에 의한 HL들과 함께 고리 뒷부분 신호 뒤에 존재하는 다중 산란에 의한 HL를 확인하였다.

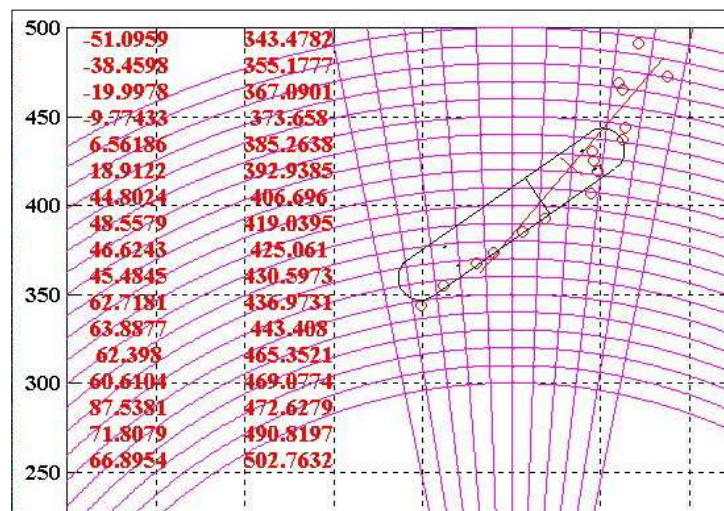


Figure 4.26 Resultant display 2 of signal analysis program for the target #3(water) at the aspect angle 55°.

다중 산란의 HL의 반사 신호의 음압은 시간 지연이 길어지면 따라서 줄어드는 것을 볼 수 있다. 이것은 시간 지연이 길어지면 물-쇠-공기의 경계면에 반사되는 횟수가 늘어나기 때문이다. 식 (2-9)에서 계산된 축소 표적의 물-쇠 평면-공기 경계면에서의 1회 반사 손실은 약 -2dB이다.

Figure 4.26에서 보면 공간상에 표적의 범위를 벗어난 HL가 표시되고 있다. 이것은 표적의 물탱크에서 다중 반사에 의한 시간 지연의 결과이다. 다중 반사 HL에 의해 표적 상태 추정한 결과는 Table 4.3과 같다. 표적의 길이와 너비가 길어지며 다중 산란이 발생하는 방향으로 중앙 위치가 옮겨가는 결과를 보인다.

Table 4.3 Result of target state estimation for the target #3(water) at the aspect angle 55°.

	Center position(x,y)	Target length	Target width
Estimation result	(33, 422)	197 cm	45 cm
Real value	(0, 400)	150 cm	25 cm

4.2.3.3 표적 종류에 따른 HL의 변화

표적 자세각 50°에 대해 다섯 종류의 표적(표적 #2, #3(air), #3(water), #4(air), #4(water))을 대상으로 획득된 수신신호를 분석 프로그램을 이용하여 분석하였다. Figure 4.27은 각 표적에 대한 HL 분석 결과이다. 표적 종류별로 달라진 HL의 위치를 확인 할 수 있다.

대상 표적에서 모두 뼈대(rib)에 의한 탄성 산란이 확인되며, 특히 사항은 표적 #4번의 경우 코닝 타워의 반사 신호가 상대적으로 커서 그 주위의 탄성 산란은 분리가 되지 않는데 이것은 반사 계수가 큰 HL가 존재할 경우 그 주위의 HL는 분리가 되지 않기 때문이다. 표적 #3, #4의 물탱크에 물을 채울 경우 다중 산란에 의해 표적 점유 공간 뒤에 HL가 발생한다,

Table 4.4는 위에서 분석된 표적의 상태 추정 결과이다. 물탱크에 공기가 차 있는 표적의 경우 masking effect로 중앙점이 센서쪽으로 치우쳐서 판단되고 있으며 길이 너비 등이 실제 값보다 작게 나온다. 이것은 표적의 HL가 표적에 1차

반사에 의해 생성된 것으로 표적 공간 점유보다 큰 상태가 나올 수 없다. 반면 물을 채운 표적은 다중 반사에 의해 표적에서 떨어진 HL가 존재하므로 표적의 중앙점은 센서 반대쪽으로 이동하고 길이와 너비는 표적보다 길게 판단된다.

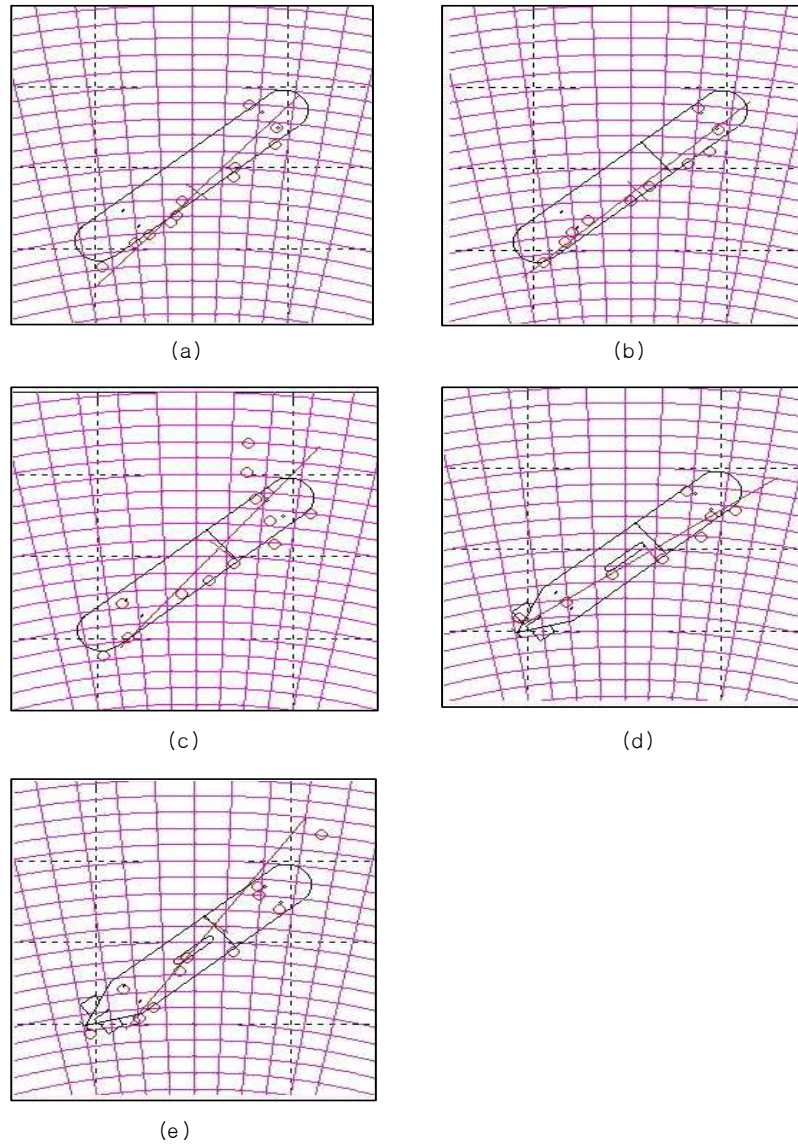


Figure 4.27 Resultant display of signal analysis program for targets at the aspect angle 50° (a) target #2, (b) target #3(air), (c) target #3 (water), (d) target #4(air), (e) target #4 (water).

Table 4.4 Results of target state estimation at the aspect angle 55° .

	Center position(x,y)	Target length	Target width
Target #2	(2, 385)	126 cm	24 cm
Target #3 (air)	(3, 387)	122 cm	23 cm
Target #3 (water)	(12, 405)	147 cm	51 cm
Target #4 (air)	(12, 398)	129 cm	27 cm
Target #4 (water)	(11, 410)	194 cm	69 cm
Real value	(0, 400)	150 cm	25 cm

4.3 축소 표적 시험을 이용한 표적의 상태 추정

4.3.1 표적의 상태 추정 결과

지금까지 표적의 반향음 성분에 대한 분석을 CW 신호 및 LFM 신호를 이용하여 수행하였다. 같은 분석 방법을 사용하여 본 절에서는 표적의 자세각에 따른 상태 추정 결과를 분석하였다.

먼저 공간상에 HL의 위치를 정확히 알 수 있는 구 표적(Figure 4.6 참조)에 대해 상태를 추정 분석 하였다. Figure 4.28은 자세각 45° 의 구 표적에 대한 분석 프로그램 결과이다. 정합 필터의 출력을 보면 HL 4개가 분리되며 상태 추정 결과는 자세각 45° , 표적 길이 149cm로 정확한 결과를 보이고 있다.

Figure 4.29는 Figure 4.28에서 분석된 표적의 상태 추정 결과를 이용하여 표적의 자세각에 따른 표적의 상태 추정 결과를 보여준다. 그림 중 (a)는 표적의 중앙 위치 추정 결과를 보여주며 각 자세각에서 추정된 표적의 중앙 위치를 별(*)로 표시하였다. 중앙 위치의 실제값은 (0 , 400)이다. (b)~(d) 그림에서 가로축은 표적의 자세각이며 세로축은 각 요소의 추정 결과 값이다. 직선은 표적의 실제 값이며 별(*) 표시가 추정 결과를 표시한 것이다.

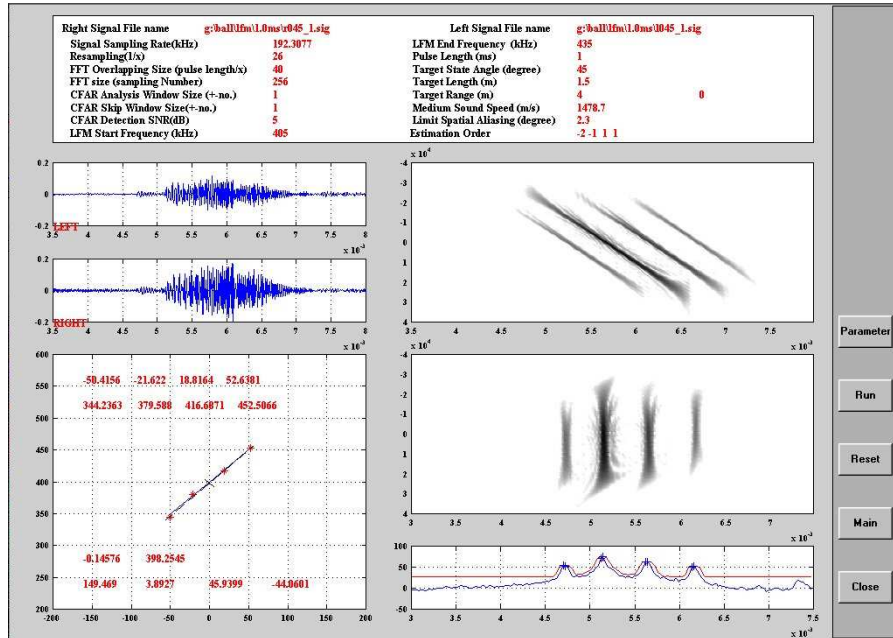


Figure 4.28 Resultant display of signal analysis program for the spherical target at the aspect angle 45°.

중양값 추정 결과인 (a)에서 보면 세 지점을 제외하고는 표적의 실제값(0, 400) 주위에 분포하고 있다. 실제값에서 떨어진 세 지점의 경우 자세각 90°, 85°, 80°에 대한 추정 결과로 HL간의 시간 지연이 작아져서 거리 분해능을 벗어난 경우이다. 이 경우 4개의 HL 분리가 불가능하다. 자세각 추정의 결과인 (b)의 경우 평균 오차 $\pm 0.03^\circ$ 로 거의 오차가 발생하지 않았다. 하지만 HL가 1개 분리된 자세각 90°의 경우 하나의 HL로 자세각을 추정하였기 때문에 상황에 따라 다른 각도로 추정될 수 있다.

표적의 길이를 추정한 결과인 (c)는 양호한 편으로 실제값인 150cm보다 약간 짧은 평균 141cm로 추정하고 있다. 하지만 자세각 90°의 경우 분리된 하나의 HL로 표적 길이와 너비를 추정하였기 때문에 0cm의 결과가 나왔다. (Figure (c)에서 자세각 90°에 대한 결과인 0cm는 무시하였다.) 표적의 너비의 경우 추정 결과인 (d)에서 보듯이 평균 오차 $\pm 1.6\text{cm}$ 를 발생하는 정도로 추정되었다. Table 4.5는 구 표적의 추정 결과를 추정 평균과 표준 편차로 정리한 표이다. 자

세각 추정 결과의 경우 실제 자세각 값이 변하므로 자세각 별로 평균 오차로 표시하였다.

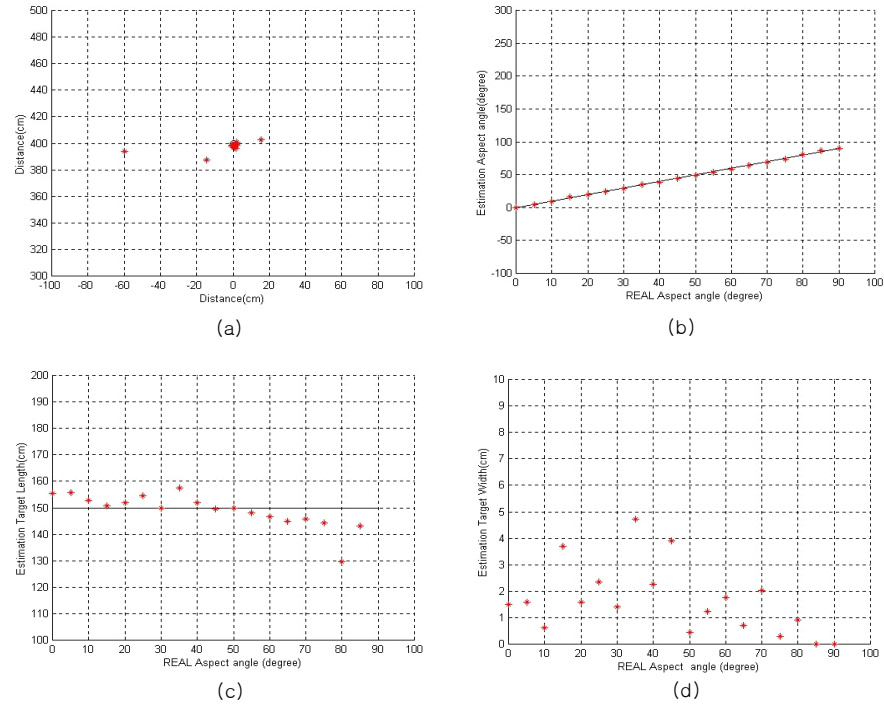


Figure 4.29 Result of target state estimation for the spherical target
(a) center position, (b) aspect angle, (c) target length, (d) target width.

Table 4.5 Results of target state estimation for the spherical target.

Estimation item		Real value	Estimation result
center position	x	0 cm	-1.0 ± 14.7 cm
	y	400 cm	399.0 ± 14.7 cm
aspect angle		$0^\circ \sim 90^\circ$	0.03° (average error)
length		150 cm	141.2 ± 34.7 cm
width		0 cm	1.6 ± 1.3 cm

구 표적 분석에 이어 축소 표적의 자세각 추정의 결과와 비교하기 위해 표적의 형상에 따른 표적 신호를 모의하였다. 거울면 반사의 경우 Figure 4.30에서 표현한 것과 같이 축소표적을 여러 개의 부구조물로 분해하여 거울면 반사에 따른 표적 강도와 반사점을 구하여 표적 신호를 모의하였다.

Figure 4.30과 같이 표적 #4(air)의 몸통 부분을 선수, 몸체, 선미로 분류하여 각각 반구, 실린더 그리고 고깔 모양으로 함수화 하였다. 또한 코닝 타워의 경우 반 실린더를 양편에 두고 중간에 직육면체가 있는 것으로 가정하였고, 고리의 경우 실린더 모양으로 표현하였고 방향타는 판으로 분류하였다. 가장 복잡한 프로펠라의 경우 날개는 판으로 표현하고, 중간에 구가 있는 것으로 함수화 하였다.

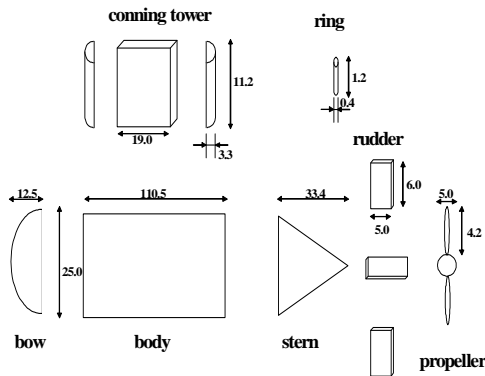


Figure 4.30 Classification for sub-structure of the target #4(air) (unit : cm).

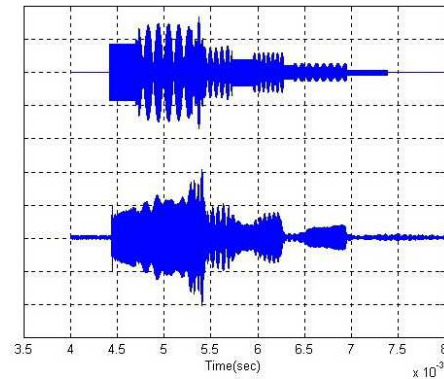


Figure 4.31 Comparison of recorded signal and simulated signal for the target #4 at the aspect angle 170°.

탄성산란의 경우 반사점은 뼈대 설치 위치로 하고 반사 계수는 Figure 4.24의 분석 결과를 이용하여 반사 각도별 평균값을 사용하였다. 단, 다중반사와 음향 회절은 무시하였다. Figure 4.31는 표적 #4(air)의 자세각 170°에 대한 모의 신호(상단)와 획득 신호(하단)의 이다.

Figure 4.32는 Figure 4.29와 같은 방식으로 표적 #4의 상태 추정 결과를 보여 주고 있다. 그림에서 원형(o)으로 표시된 것이 위에서 모의된 신호를 이용하여 상태 추정을 한 결과이며 별(*) 표시는 획득 신호를 이용한 상태 추정 결과

이다.

중앙값 결과인 (a)를 보면 모의/획득 신호 결과 모두 표적의 실제값(0, 400) $\pm 20\text{cm}$ 내에 분포하고 있다. 위치 분포는 가로축 값의 경우 중앙을 중심으로 분포하는 반면 세로축 값은 약간 아래쪽을 중심으로 분포하고 있다. 자세각 추정의 결과인 (b)의 경우 1.3° 와 1.9° 로 거의 오차가 발생하지 않다가 획득신호의 경우 자세각 90° 부근에서 오차가 발생한다. 구 표적과 마찬가지로 HL 간의 거리가 좁혀져 거리 분해가 되지 않는 범위이다. 만일 분해능이 나빠진다면 자세각 추정 불능 영역이 더 커진다. 여기에서 모의 신호의 결과는 90° 에서 오차가 없어 보이지만 구 표적의 90° 결과와 마찬가지로 하나의 HL만을 이용하여 추정한 결과이다.

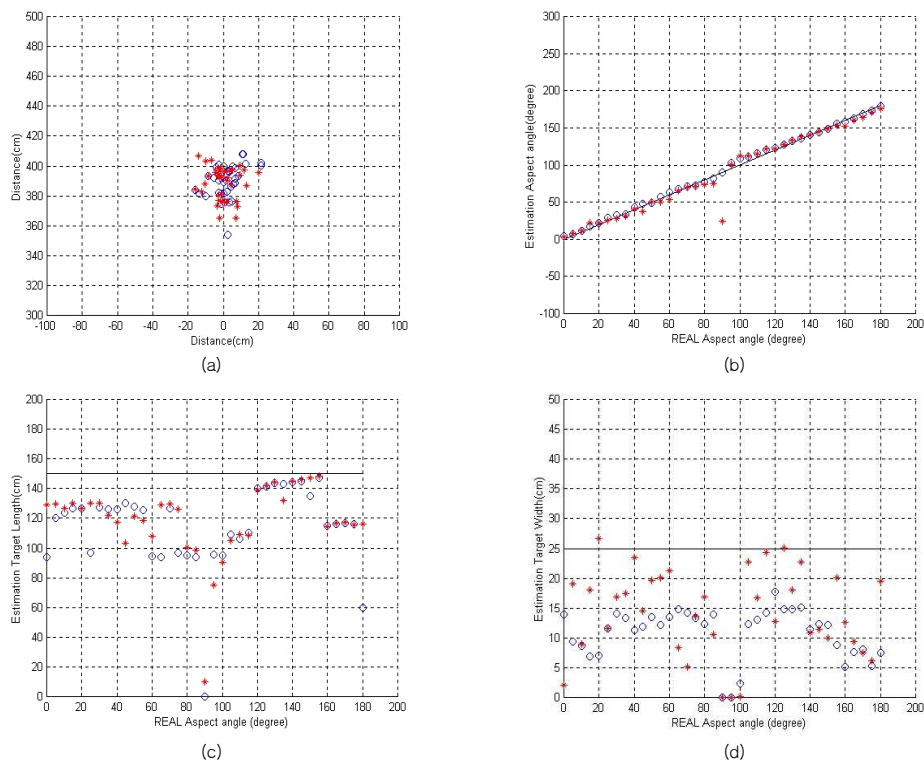


Figure 4.32 Result of target state estimation for the target #4(air) (a) center position, (b) aspect angle, (c) target length, (d) target width.

표적 길이 추정 결과인 (c)에서 보듯이 결과는 양호한 편으로 117cm과 118cm로 실제보다 짧게 추정되고 있다. 하지만 전체적인 경향은 그림의 점선 모양으로 90°를 중심으로 계곡 형태를 가진 결과가 나온다. 이것은 자세각 오차 발생과 같은 분해능 문제로 분해능이 나빠지면 계곡 너비 즉 오차가 커진다. 자세각 160°에서 갑자기 표적 길이가 줄어든 것은 코닝 타워로 인해 뒤쪽 HL(고리)가 보이지 않기 때문이다(masking effect). 너비의 경우 (d)에서 보듯이 모의 신호는 중간값으로 분포하는 반면 획득 신호는 경향이 없이 실제 너비 이하에서 불규칙하게 분포하고 있다. Table 4.6은 표적 #4(air)의 추정 결과를 정리한 Table이다.

Table 4.6 Results of target state estimation for the target #4(air).

Estimation item		Real value	Estimation result (simulated signal)	Estimation result (recoded signal)
Center position	x	0 cm	1.4 ± 7.7 cm	0.0 ± 8.9 cm
	y	400 cm	389.1 ± 10.5 cm	388.6 ± 10.8 cm
Aspect angle		0° ~ 90°	1.3° (average error)	1.9° (average error)
Length		150 cm	117.8 ± 26.9 cm	118.9 ± 24.7 cm
Width		25 cm	14.5 ± 4.3 cm	10.8 ± 7.4 cm

Figure 4.33은 표적 #4(water)의 상태 추정 결과를 보여 주고 있다. 그림에서 원형(o)으로 표시된 것은 Figure 5-19에서 같은 모의된 신호의 상태 추정 결과이다. 표적 #4(water)는 표적 #4와 틀린 것은 물탱크의 물로 인하여 다중 산란에 의한 HL가 추가 되었다는 것이다. 그림에서 모의 신호의 결과는 Figure 4.32와 동일한 결과이다.

중앙값 결과인 (a)를 보면 표적 #4 추정 결과보다 넓은 영역에 분포하고 있다. 분포는 가로축 값의 경우 오른쪽에 치우치며 세로축은 중간을 중심으로 분포하고 있다. 이것은 표적의 물탱크가 뒤쪽 편에 있을 경우(자세각 90° 이하) 다중

산란에 의해 표적 위치를 벗어난 곳에 HL가 표시되기 때문이다. 이것이 오차가 큰 중심 위치가 오른쪽 상단에 있는 이유이다. 반면 물탱크가 센서 쪽에 위치 할 경우 다중 산란이 생기더라도 표적 위치 안에 표시되므로 오차가 크게 발생하지 않는다.

자세각 추정의 결과인 (b)의 경우 $70^\circ \sim 120^\circ$ 구간에서 오차가 발생한다. 구 표적이나 표적 #4 결과보다 그 영역이 넓은 이유는 두 가지로 나누어 설명할 수 있다. 90° 이하 자세각은 다중 산란으로 인해 추정 자세각이 꺾이는 효과이며 90° 이상 자세각은 표적의 물탱크 시작점에서 반사 강도가 큰 신호가 들어와서 작은 반향음을 가진 HL(고리)를 분해시키지 못 하고 있다.

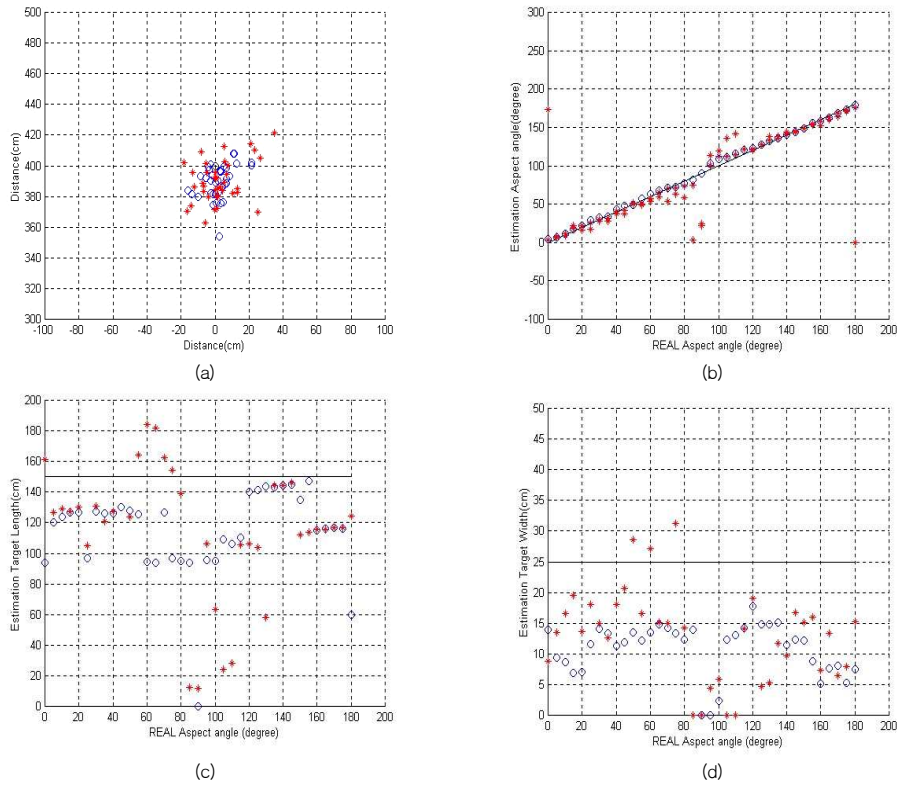


Figure 4.33 Result of target state estimation for the target #4(water)
(a) center position, (b) aspect angle, (c) target length, (d) target width.

표적의 길이를 추정한 결과 (c)는 양호한 편으로 대부분 실제보다 약간 짧게 추정하고 있지만 다중 산란이 생기는 $50^{\circ} \sim 85^{\circ}$ 의 경우 표적 길이를 크게 판단하게 된다. 전체적인 경향은 표적 #4와 같이 계곡 형태를 가진 결과가 나온다. 너비의 경우(d) 표적 #4와 동일하게 경향이 없이 실제 너비인 25cm 이하에서 랜덤하게 분포하고 있다. Table 4.7은 표적 #4(water)의 추정 결과를 정리하였다.

Table 4.7 Results of target state estimation for the target #4(water).

Estimation item		Real value	Estimation result (recoded signal)
Center position	x	0 cm	2.4 ± 12.3 cm
	y	400 cm	390.0 ± 13.8 cm
Aspect angle		$0^{\circ} \sim 90^{\circ}$	3.4° (average error)
Length		150 cm	117.9 ± 46.3 cm
Width		0 cm	12.1 ± 7.6 cm

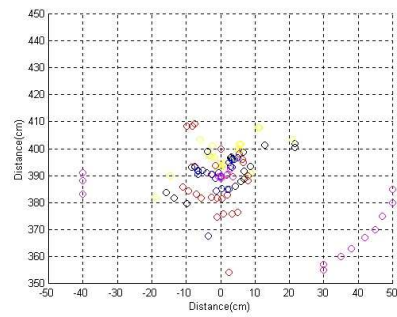
4.3.2 분해능에 따른 표적의 상태 추정 결과

표적의 상태 추정 정확도를 결정하는 가장 큰 요소는 분해능이다. 앞에서 분석된 상태 추정 결과를 보면 거리 분해능이 정해져 있는 경우 표적 자세각이 90° 에 가까워지면서 표적의 HL의 거리차가 좁아지게 되고 이로 인해 상태 추정의 오차를 발생시키고 있다. 분해능이 표적 상태 추정에 미치는 영향을 보기 위해 모의된 표적 신호를 이용하여 분해능을 변화시키면서 표적 상태를 추정하였다.

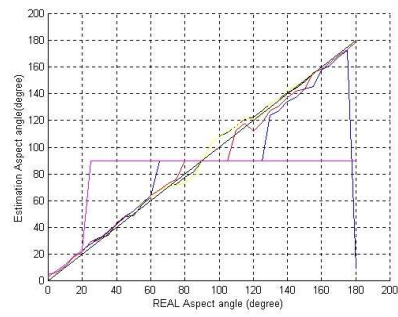
다음 장에서 자세히 논하겠지만 분해능은 정합 필터 출력을 거리-주파수 영역으로 전환시킬 때 윈도우 이동시간(sliding time)을 조정하여 구현할 수 있다. 일반적으로 윈도우 이동시간을 표현할 때 송신 펄스 길이를 기준으로 표현한다. 송신 펄스 기준으로 표현하였을 때 다른 소나 시스템과 비교하기 용이하기 때문이다. Table 4.8은 시뮬레이션에 사용된 분해능을 정리한 표이다. 이하 분해능 종류를 #로 표현한다.

Table 4.8 Result of resolution depending on window moving time.

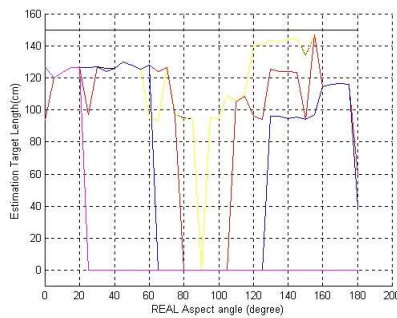
No.	Pulse length reference	Window moving time	Resolution capability
1	1/40	0.025 ms	7.5 cm
2	1/30	0.033 ms	9.9 cm
3	1/20	0.050 ms	15.0 cm
4	1/10	0.100 ms	30.0 cm
5	1/5	0.200 ms	60.0 cm



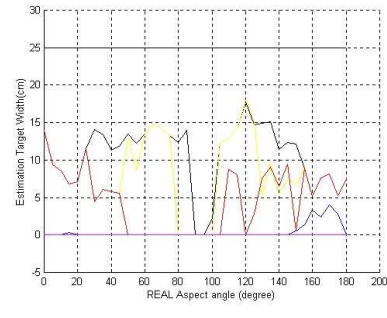
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 4.34 Result of target state estimation depending on resolution capability (a) center position, (b) aspect angle, (c) target length, (d) target width.

참고로 표적의 반향음 분리 및 분석 시 분해능을 높이기 위해 펄스 길이의 1/100을 사용하였으며 표적의 상태 추정에는 1/40을 사용하였다. Figure 4.34는

Table 4.3에 정리된 분해능에 따른 상태 추정 결과로 각 결과를 색으로 구별했는데 분해능 순서대로 검정, 노랑, 빨강, 파랑, 보라색으로 표현하였다.

중앙값 결과인 (a)를 보면 분해능 #4 까지는 실제 값에서 ± 30 cm 이내에 존재하지만 분해능 #5의 경우 위치 오차가 30 cm 이상으로 커진다. 자세각 추정의 결과인 (b)의 경우 자세각 추정 불능 영역이 분해능 #가 높아질수록 즉 분해능이 바빠질수록 넓어지는 것을 볼 수 있다. Table 4.9는 분해능에 따른 자세각 추정 불능 영역을 나타낸 Table이다. 분해능 #1과 #2는 90° 만 불능 영역인 반면 분해능 #3 부터 불능 영역이 늘어나고 있다.

Table 4.9 Impossible area of target state estimation depending on resolution capability.

No.	1	2	3	4	5
Impossible area of TSE	90°	90°	$80\sim 105^\circ$	$65\sim 125^\circ$	$25\sim 180^\circ$

표적의 길이와 너비를 추정한 결과인 (c),(d)는 자세각 추정과 비슷한 결과로 Table 4.9에 표시된 영역에서 표적의 길이 및 너비도 추정이 불가능한 결과를 보여주고 있다. Figure 4.34에서 표현한 자세각 90° 부근의 계곡 모양이 분해능 번호가 높아지면서 넓어지는 것을 알 수 있다.

5. 소나의 성능 향상을 위한 변수 설정

앞장까지는 표적의 반향음 성분 분류 및 THA 알고리즘에 검증하였다. 이어 본 장은 주어진 소나의 성능을 최대화하는 소나의 설계변수 설정에 대한 연구 결과이다. 소나의 탐지 성능은 송신 음압, 빔 패턴, 수신 감도 등의 하드웨어의 성능에 의해 일차적으로 결정이 된다. 하지만 정해진 하드웨어 다음으로 소나의 성능을 결정할 요소는 소나 운용/탐지 변수들이 있다. 본 장에서는 소나의 성능을 최대화 할 수 있는 몇 개의 변수를 살펴보고, 소나의 탐지 성능을 예측하여 본다.

5.1 표적강도에 따른 펄스 길이 설계

5.1.1 표적 강도

표적강도(TS : Target Strength)는 능동 소나 방정식에서 중요한 하나의 요소로 능동 소나 방정식을 표현하면 다음과 같다[32].

$$SL - 2TL + TS - (NL - DI) = DT \quad (5-1)$$

(5-1) 식에서 DT(Detection Threshold)는 신호대 잡음비(SNR)와 같은 의미이다. SL(Source Level)은 음향축(acoustic axis)을 따라서 음원으로부터 1m 거리에서 측정된 음원 준위이며, TL(Transmission Loss)은 전달 손실이다. TS(Target Strength)는 표적의 음향중심으로부터 1m에서 측정한 표적 강도, NL(Noise Level)은 수신단에서의 소음준위, DI(Directivity Index)는 수신기의 방향 지수, DT(Detection Threshold)는 탐지 문턱치이다. 이러한 모든 변수들은 평면파라는 가정하에서 $1\mu Pa$ 의 표준 기준 강도를 기준으로 dB 단위의 준위로 표시된다.

소나 방정식에서 표적강도는 어떤 방향에서 물체의 음향 중심(acoustic center)으로부터 1m의 거리에서 측정된 표적 반향음의 강도(intensity)와 원거

리의 음원으로부터 입사하는 음의 강도와와의 비를 상용로그에 10을 곱한 것으로 정의된다. 수식적으로 표현하면 다음과 같다.

$$TS = 10 \log_{10} \left. \frac{I_r}{I_i} \right|_{r=1m} \quad (5-2)$$

여기서 I_r 은 1m 거리에서 반사된 강도이고, I_i 는 입사 강도이다. 따라서 표적강도는 강도의 비로 나타내어지기 때문에 무차원이다. 또한 표적의 자세각과 관측하는 방향에 따라 변하게 된다.

표적강도의 측정은 원거리(far-field)에서 이루어지게 되는데, 이러한 이유는 원거리에서는 표적이 음의 점 음원(point source)과 같이 재 방사하기 때문이다. 여기서는 표적강도의 기준(reference)거리로서 1m를 사용한다. 기준 거리를 사용함으로써 표적 강도가 양수의 값을 가지게 되는데, 이 값은 입사하는 음파보다 표적으로부터 돌아오는 음파가 더 큰 강도를 준다는 의미가 아니고 기준거리를 사용해서 얻어진 결과라고 간주하여야 한다. 만일 기준거리를 1m대신 1yd를 사용한다면, 음파의 표적강도는 $20 \log 0.9144$ 또는 0.78 dB 만큼 커지게 된다. 표적강도의 의미는 등방성의 반사체(isotropic reflector)라는 가정 하에 파장과 비교해 큰 구체(sphere)의 표적강도를 계산함으로써 이해할 수 있다. 여기서 등방성의 반사체라는 의미는 모든 방향으로 동등하게 음파를 반사하게 된다는 것을 말한다.

5.1.1.1 표적 강도의 종류

송신기와 소나 방정식의 기본 단위로서 표적 강도를 사용하는 것은 서로 다른 송신 형태를 가지거나 다른 탐지 로직에 적용할 때에는 어려움이 있게 된다.

표적 강도를 정의 할 때 사용되는 소나 시스템과 탐지 로직에 따라 서로 다른 표적 강도의 정의를 사용하게 되는데 아래의 세 가지 정의로 표현된다[33].

첫 번째로 PTS(Peak Target Strength)는 다음과 같이 정의된다.

$$PTS(Peak TS) = 10 \log_{10} \frac{P_{r \max}^2}{P_{i \max}^2} \quad (5-3)$$

여기서 반사된 압력 파형은 표적의 음향 중심(acoustic center)로 부터 1m에서 측정(또는 환산)된 시간함수 $P_r(t)$ 와 표적에 입사하는 파형은 $P_i(t)$ 로 표시하였다. PTS는 입사한 신호의 최대값과 반사 신호의 최대값 비교로 표현 될 수 있다.

두 번째로 사용하는 RTS(RMS TS)는 τ 가 송신 펄스의 지속시간일 때 다음과 같이 정의 된다. RTS의 경우 입사와 반사 신호의 시간에 대한 평균 에너지 비교이다.

$$RTS(RMS\ TS) = 10 \log_{10} \frac{\frac{1}{t_e} \int_0^{t_e} P_r^2 dt}{\frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} P_i^2 dt} \quad \tau_e: \text{수신신호길이} \quad (5-4)$$

마지막으로 사용하는 ITS(Integrated TS)는 다음과 같이 정의된다. ITS의 경우 RTS와는 달리 입사와 반사 신호의 총 에너지 비교이다.

$$ITS(Integrated\ TS) = 10 \log_{10} \frac{\int_0^{t_e} P_r^2 dt}{\int_0^{\tau} P_i^2 dt} \quad (5-5)$$

일반적으로 짧은 시간의 탐지 비교를 하는 진폭 탐지기의 경우 소나 방정식에는 PTS(Peak TS)의 정의가 사용되며, 긴 시간의 탐지 비교를 하는 에너지 탐지기의 경우 ITS(Integrated TS)의 정의가 사용된다. 두 탐지기의 차이는 순간적으로 변화하는 양으로 탐지하는 경우와 전체적인 통합 에너지를 탐지에 이용할 경우의 차이이다. 하지만 현대 소나의 경우 수신 신호에 대해 신호처리를 이용할 경우 시간에 따른 평균값(RMS)으로 소나 방정식을 표현하는 것이 유리하게 된다. RTS를 사용할 경우 소나 방정식의 요소들은 강도(intensity)에 따른 값으로 정의된다.

5.1.1.2 펄스 길이(pulse length)에 따른 표적 강도

펄스 길이에 따른 표적 강도를 설명하기 위해서는 표적에 여러 개의 HL가 존

재한다고 가정하면 쉽게 접근할 수 있다. 표적의 HL 간격에 따라 펄스 길이를 세 가지로 분류 할 수 있는데 먼저 표적의 HL 위치를 분해하기에 충분한 거리 분해능을 가질 경우 즉 각각의 HL에서 들어온 신호가 HL 별로 시간상에서 분해가 되는 경우를 분해능 펄스로 정의하며, 분해능 펄스보다 펄스의 길이는 길지만 다음 식에서 정의된 τ_0 보다 작을 경우를 단 펄스(short pulse)로 정의하고 장 펄스(long pulse)는 단 펄스보다 긴 신호로 정의를 한다.

$$\tau_0 = \frac{2L}{c} \quad (5-6)$$

L : 소나에서 본 표적의 isolated area의 길이(Figure 4.1에서 L)

c : 음속

τ_0 : 펄스 길이

분해능 펄스의 경우 각 HL에서 반사된 신호에 따른 표적 강도는 펄스 형태에 관계없이 일정하게 된다. 각 HL에서 반사된 신호의 간섭 효과가 발생하지 않기 때문에 표적에 대한 분해능 펄스를 사용할 경우 표적의 HL 위치 및 HL별 반사 계수를 측정할 수 있다. 단 펄스의 경우 HL에서 반사된 신호들이 간섭 현상이 시작되므로 단 펄스 영역의 표적 강도가 펄스 길이에 따라 크게 변화하게 된다. 장 펄스의 경우에는 펄스의 공간 점유가 소나에서 본 표적의 길이보다 큰 경우로 내부의 HL에 의한 간섭 현상의 급변이 끝난 상태로 펄스 길이에 따라 크게 변화하지 않는다.

일반적으로 표적의 표적강도는 HL의 위치와 반사 계수를 구함으로 계산되는데 원거리에 표적이 있을 경우 모든 HL가 같은 위치에서 동시에 반사가 되는 것으로 간주할 수 있으므로 표적의 최대 표적 강도는 각 HL의 반사 계수를 이용하여 incoherent 합산으로 구할 수 있다.

분해능 펄스의 경우, 표적 상에 이산적으로 분포하는 HL들로부터 형성되어진 짧은 지속시간을 갖는 신호가 합쳐진 형태로 수신된다. 단/장 펄스의 경우 HL간의 간섭 효과로 송신 파형의 중첩 형태로 수신된다. 각 펄스를 수식적으로 정의하면

$$\begin{aligned}
(a) \text{ 분해능 펄스 : } T &\leq \frac{2\Delta H}{c} \\
(b) \text{ 단 펄스 : } \frac{2\Delta H}{c} &\leq T \leq \frac{2\Delta R}{c} \\
(c) \text{ 장 펄스 : } T &\geq \frac{2\Delta R}{c}
\end{aligned} \tag{5-7}$$

ΔH : HL 간의 거리, ΔR : 표적 길이

위의 수식은 어떤 한 시점에서 펄스에 의해 형성되는 거리 점유로부터 계산된 식이다. 한 펄스에 의한 거리 점유는 $\Delta r = cT/2$ 이다.

주어진 표적에 대해 장 펄스의 송신신호를 사용한다는 것은 표적 상의 모든 HL에 의한 음장을 동시에 형성한다는 의미가 되고, 분해능 펄스를 사용한다는 것은 표적 상의 HL를 거리 분해능에 따라 분해한다는 것을 의미한다. 실제 능동 소나의 표적 탐지에 있어 사용되는 펄스는 장 펄스이며 참고문헌에서 제시되는 표적강도의 값들도 장 펄스에 의해서 주어지게 된다[32].

잠수함과 같은 큰 표적의 표적강도는 단 펄스가 표적 전체에 대해 음장 형성을 하지 못하므로 펄스 길이(pulse length)가 감소함에 따라 표적강도 또한 감소하리라 예상할 수 있다. 즉 펄스 길이에 따라 표적 강도가 차이를 가지게 되는데 Figure 5.1은 표적의 HL에 따라 표적 강도가 어떻게 변화하는지 설명한 그림이다.

표적의 HL가 3개 존재한다고 가정한다면 분해능 펄스의 경우 다음 HL의 반향음의 영향이 없기 때문에 표적 강도는 선형 증가를 하게 된다. 펄스 길이가 길어져 단 펄스 구간에 들어가면 각 HL의 반향음 끼리 간섭 효과가 시작 된다. 이때 간섭 효과로 표적 강도의 기울기는 감소를 하게 되며, 만일 펄스가 더 길어져서 2개 이상의 신호가 간섭을 일으킬 경우 표적 강도 기울기는 더욱 감소하게 된다. 여기서 예상할 수 있는 것은 CW 신호일 경우 간섭 효과에 대해 영향을 많이 받는 반면 LFM 신호의 경우 펄스 앞과 뒷부분의 주파수가 차이가 있으므로 영향을 상대적으로 적게 받게 된다. 그림에서 표현한대로 LFM의 경우 CW에 비해 기울기 감쇄가 적게 일어난다.

표적강도는 장펄스 구간이 될 경우, 즉 펄스의 길이가 어떤 순간 동시에 표적 상의 모든 점들이 반향음 형성에 기여할 정도로 충분히 길어짐으로 펄스 길이에

따른 표적강도의 차이가 거의 없어진다. 이와 같은 효과는 송신 펄스 길이가 임계 펄스 길이인 τ_0 일 때 발생하게 된다.

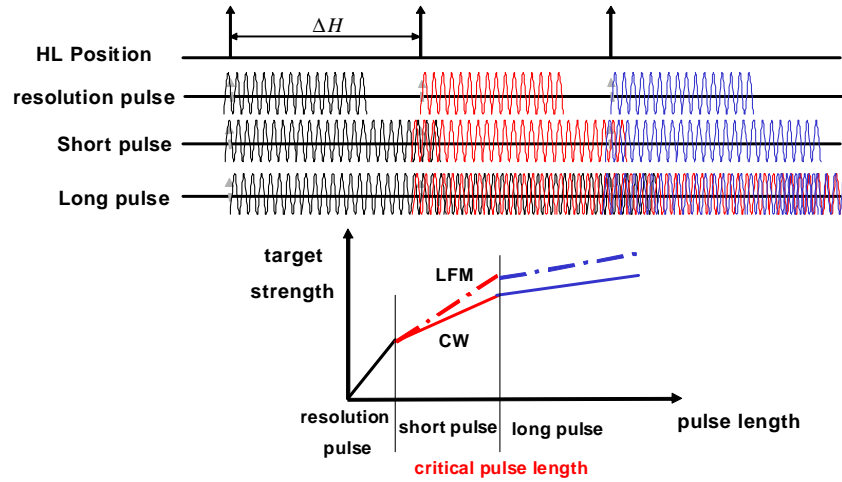


Figure 5.1 Relationship between pulse length and target strength.

Figure 5-1에서 임계 펄스 길이 τ_0 는 다음과 같이 주어진다.

$$\tau_0 = \frac{2l}{c} \quad (5-8)$$

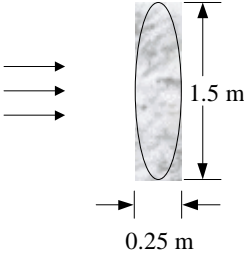
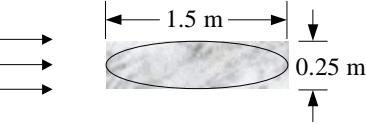
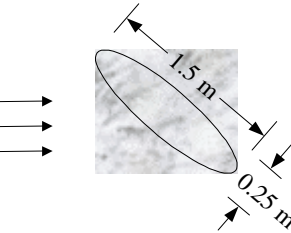
여기에서 l = extension in range of target

c = velocity of sound

5.1.1.3 축소 표적의 이론적 표적 강도

축소모형표적과 같이 외부 형태가 복잡한 경우에 대해서는 이론적으로 주어지는 표적강도의 식은 없고, 가장 근접한 경우는 축소모형표적을 타원체 또는 cigar형 표적으로 가정하는 것이다. Table 5.1은 타원체 표적의 임의의 자세각에 파가 입사하는 경우의 표적강도를 계산한 것으로 [34] 자세각에 따라 $-40 \sim -9\text{dB}$ 이다.

Table 5.1 Target strength of a ellipsoidal target.

Type and Condition		Sketch	TS dB re 1m
1	Perfect reflector, prolate spheroid, beam aspect. (Ellipsoid of revolution related arroud major axis, i.e., a “cigar”)		$TS = 20 \log \frac{\mathcal{L}}{4}$ $\simeq -9 \text{ dB re } 1 \text{ m}$
2	Same as (1) but bow aspect		$TS = 20 \log \frac{D^2}{4l}$ $\simeq -40 \text{ dB re } 1 \text{ m}$
3	Same as (1) but average apsect		$TS = 20 \log \frac{\pi D l}{64}$ $\simeq -35 \text{ dB re } 1 \text{ m}$

5.1.2 축소 표적의 표적 강도 측정

5.1.2.1 표적 강도 측정을 위한 시험 및 결과

축소 표적의 표적 강도를 측정하기 위해 표적의 HL 분포가 가장 많은 표적 4번을 선택하였다. 또한 표적의 자세각도 같은 이유로 135도를 선택하였다. 펄스의 길이에 따른 표적 강도 측정 시험은 CW와 LFM을 0.1ms부터 3.5ms 까지 펄스 길이를 조정하여 측정하였다. 주파수는 CW의 경우 420kHz를 사용하였으며 LFM의 경우 406.5 ~ 427.3 kHz를 사용하여 신호를 획득하였다.

표적 강도의 계산은 수신 신호의 RMS 값으로 문턱치와 비교하여 표적 신호 범위를 정한 후, 그 범위에서 송수신 신호의 Peak, Integration, RMS 준위를 계산한 후 입력 신호와 수신 신호 출력의 비를 구함으로 표적 강도를 구하였다.

Figure 5.2와 5.3은 수신 신호의 준위를 계산한 예이다. Figure 5.2는 분해

능 펄스 영역에 해당되는 0.1ms 펄스 길이로 각 HL에서 들어온 신호들이 분리되어 나온다. 또한 Figure 5.3의 경우 LFM의 3.5ms의 펄스 길이일 때 수신된 신호 처리의 예로 HL에서 반사된 신호가 시간상 분리가 되지 않는 장 펄스의 예이다. 두 그림에서 보면 상단의 그림은 수신 신호의 시간축의 원시 신호이며 이 신호의 RMS값을 계산한 후 하단의 그림에서 표시하였다. 하단의 붉은 선은 RMS 값에 대한 문턱치 표시로 문턱치보다 큰 값을 가지는 영역에 대해 세가지 표적 강도 계산을 위한 수신 신호의 Peak, Integration, RMS 준위를 계산하였다.

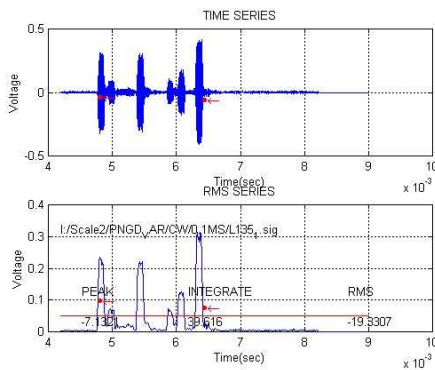


Figure 5.2 Threshold determining algorithm for the CW pulse with 0.1ms duration.

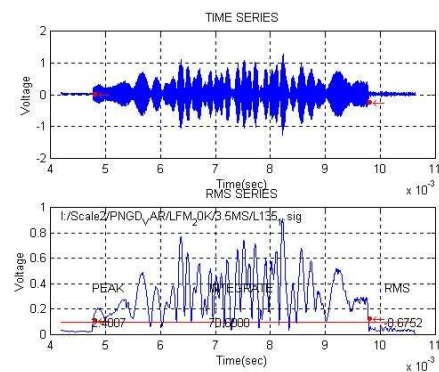


Figure 5.3 Threshold determining algorithm for the LFM pulse with 3.5ms duration.

Figure 5.4는 계산된 표적강도의 결과이다. ‘*’ 표시된 직선이 LFM 신호에 대한 결과이며 ‘o’ 표시는 CW신호에 대한 결과이다.

식 (5-8)을 이용한 장펄스와 단펄스의 경계인 τ_0 는 $\tau_0 = 2l/c = 2 \times 1.5 \times \cos 45 / 1500 = 1.4\text{ms}$ 로 계산된다. 표적 강도 계산 결과를 보여주는 Figure 5.4의 결과를 보면 임계 펄스 길이 시점에서 표적 강도의 변화율이 변하는 것을 볼 수 있다. 표적강도는 임계 펄스 길이를 지나면서 LFM 신호의 결과는 곡선의 기울기가 줄어들지만 계속 증가하는 추세이며 CW 신호의 결과는 임계 펄스 길이부터 약간 감소하는 경향을 보이고 있다.

전체적인 표적 강도의 결과는 임계 펄스 길이에서 곡선의 경향이 변화하는 것을 볼 수 있으며 표적 강도 측면에서는 LFM 신호가 CW 신호보다 유리한 결

과를 보여주고 있다. 이것은 CW 신호의 경우 HL에서 오는 신호들이 서로 간섭이 일어날 때 앞의 HL에서 반사된 신호의 뒷부분과 뒤의 HL에서 반사된 신호와 동일한 주파수로 간섭에 의한 효과에 대한 영향을 크게 받는 반면, LFM은 서로 다른 주파수가 합성됨으로 간섭 효과가 CW 신호에 비해 영향이 적기 때문이다. 만일 HL가 두 개만 존재한다면 HL의 거리차가 송신 신호의 주기의 정수배 만큼 차이가 있다면 2배의 진폭을 가지게 되지만 $(n-1)2/T$ 의 차이가 생기면 완전한 상쇄 간섭이 생긴다. 일반적인 표적의 HL는 다수가 생기게 됨으로 간섭 영향을 크게 받는 CW 신호보다는 LFM 신호가 표적강도에 대해 유리한 것으로 판단된다.

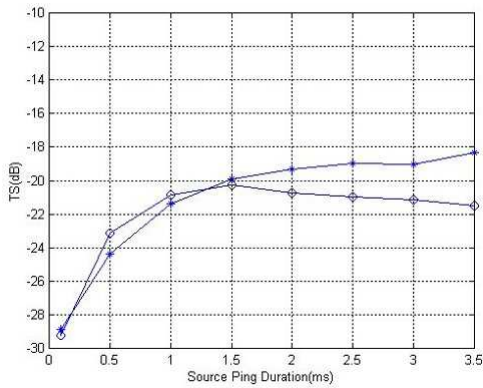


Figure 5.4 Result of target strength analysis for the target #4 at the aspect angle 135°.

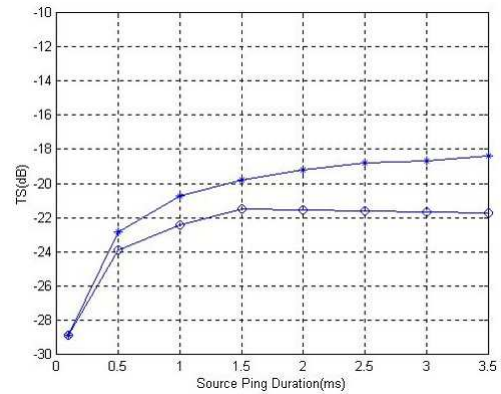


Figure 5.5 Result of target strength analysis using the estimated HL positions for the target #4.

5.1.2.2 축소 표적의 표적 강도 모델링 결과 비교

Figure 5.2에서 사용된 펄스인 CW 0.1ms는 펄스 길이 상 HL가 분해 가능한 분해능 펄스에 속한다. 이때 신호를 이용하여 수신되는 표적의 HL 도달시간과 신호의 크기를 구하였다. Figure 5.2를 보면 HL가 6개로 분리가 되는 것을 볼 수 있다. 표적의 앞부분, 고리, 코닝타워, 고리, 방향타 그리고 프로펠러로 분해된다. 이 결과를 이용하여 표적 강도를 펄스의 길이에 대해 계산한 결과가 Figure 5.5이다. Figure 5.4와 같이 모델 결과와 실측치간의 표적 강도의 결과가 일치하는 것을 확인할 수 있다. 이것은 표적 강도 측면에서 HL 위치와 반사 계수를 구해 송신 신호를 이용한 시간 축에서 convolution에 의해 신호 재생이 가능

하다는 증거이다. 신호에 대한 결과이다. 모델 결과와 실측치간의 표적 강도의 결과가 일치하는 것을 확인할 수 있다. 차이가 약간 나는 부분은 모델의 경우 거울면 반사에 대한 HL를 고려하였기 때문이다. 이것은 표적 강도 측면에서 HL 위치와 반사 계수를 구해 송신 신호를 이용한 시간 축에서 convolution에 의해 신호 재생이 가능하다는 증거이다.

위의 모델을 통하여 CW 신호와 LFM 신호의 펄스 길이에 따른 표적 강도를 분석하고 축소 표적에 대한 신호를 이용하여 검증하였다. 표적의 자세각 135도일 경우 결과는 LFM 신호가 CW 신호에 비해 임계 펄스 길이에서 표적 강도가 2 ~ 3dB 차이가 발생하며 펄스 길이가 길어질수록 표적 강도의 차이는 커진다. CW와 LFM간의 표적강도의 차이는 탐지 방식에 따라 그 의미가 틀려진다. CW의 탐지 방식은 일반적으로 윈도우 에너지 합과 기준 윈도우 에너지 합과의 비교를 통하여 탐지를 결정한다. 이는 CW를 사용할 경우 각 HL에서 오는 신호가 분리가 되지 않기 때문에 사용되는 방식이다. 하지만 LFM의 신호는 정합필터를 통하여 HL에서 오는 신호를 각각 분리할 수 있으며, 탐지를 각 HL마다 수행 할수 있다. 이 경우 표적강도는 의미가 없게 된다. 표적 강도의 의미는 각 HL들의 신호의 중첩에 의한 효과이기 때문에 각 HL 분리 후에는 에너지는 표적 강도가 아니고 HL 위치에 대한 반사계수의 의미를 가지게 된다. 이 경우 표적 강도의 이득을 가지려면 정합 필터 후 탐지 비교를 HL마다 하기 전에 윈도우를 이용하여 탐지를 할 경우 에 표적강도의 이득을 가지게 된다.

위의 결과에서 효율 측면에서 좋은 송신 펄스 길이는 표적 길이에 관계되며 그 값은 다음 식으로 주어진다. $\tau_0 = \frac{2L}{c}$ 예를 들어 대상 표적의 길이가 100m 라면 임계 펄스 길이는 133ms가 된다.

5.2 HL의 분해능

5.2.1 THA 알고리즘의 분해능의 이론적 한계

표적 시험의 결과 분석에서 보면 반사 계수가 각 HL마다 틀리기 때문에 정

확한 분해능에 대한 제한을 두기가 곤란하다. 여기서는 모델을 통하여 신호크기가 동일하게 수신된 두 신호를 합성하여 분해능의 제한을 정하였다.

5.2.1.1 CW 신호에 대한 분해능

CW 신호에 대한 모호 함수의 시간 축과 주파수 축의 특성을 표현하면 Figure 3.3과 같다. 두개의 HL에서 수신된 신호를 신호처리를 이용하여 분해하려면 문턱치가 6dB 정도 되어야 한다고 가정하자. 그러면 시간 축 모호 함수가 -9dB 떨어진 지점이 겹칠 경우 두 HL 신호는 약 6dB 정도의 차이를 가지고 분해된다. Figure 5.6은 두 모호 함수의 겹침으로 인한 모호함수의 형태를 도시하였다.

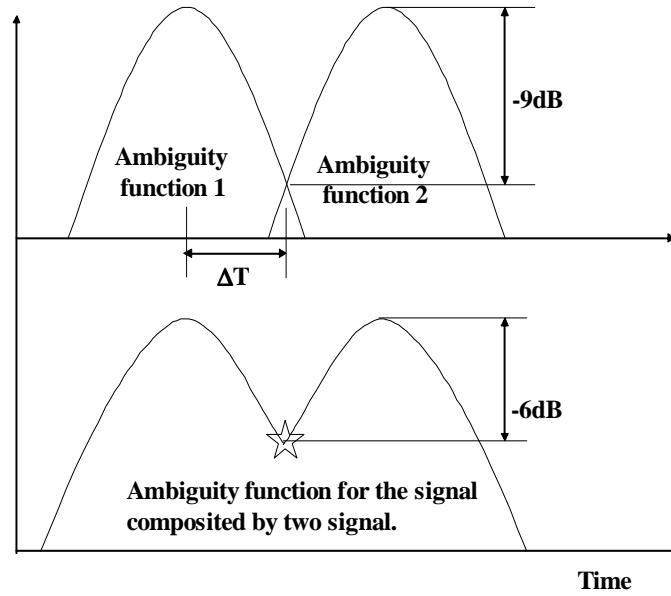


Figure 5.6 Ambiguity function for the signal composited by two signal.

-9dB 차이인 $|\Psi(\hat{n}, 0)|^2 = (N - |\hat{n} - n_0|)^2 = N^2/4$ 가 되는 위치를 구하면

$$Time_{-9dB} = \pm 0.645 T = \pm 0.645 \times 0.001 = \pm 0.645 ms \quad (5-9)$$

가 된다. 즉 Figure 5-9.에서 재생된 CW 신호 두 개가 $0.645 \times 2 = 1.29\text{ms}$ 떨어져 위치를 할 때 정합필터 출력의 spectrogram에서 분리가 가능하다.

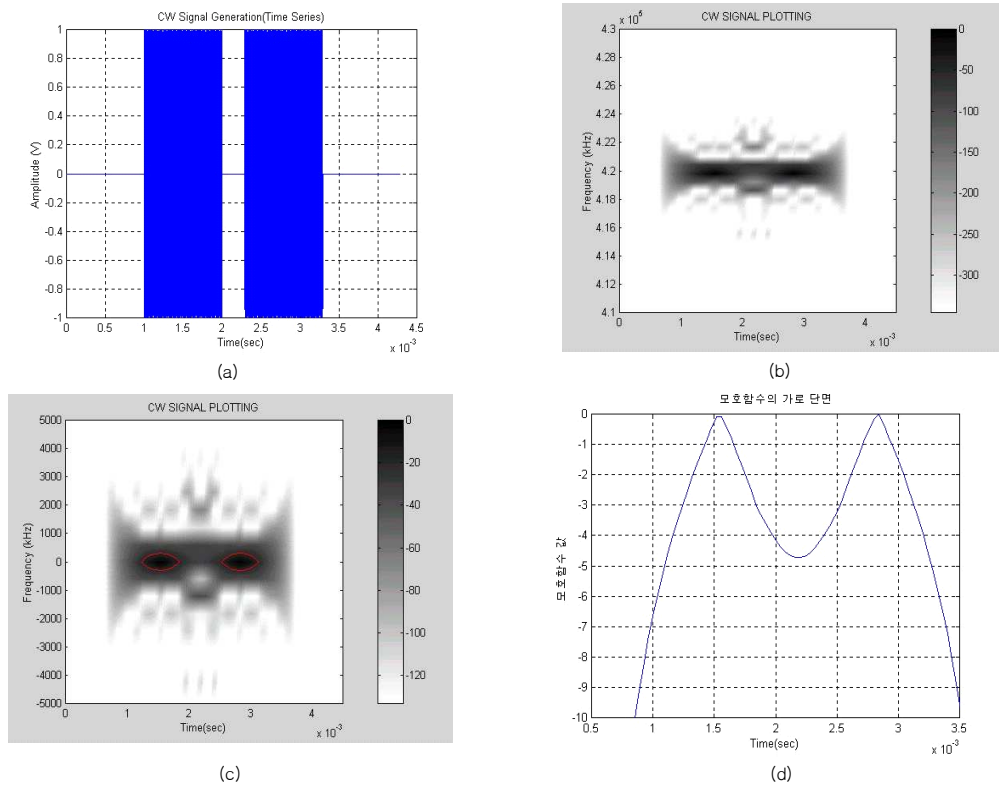


Figure 5.7 Resolution of ambiguity function for the signal composited by two CW pulses (a) composited by two CW pulses, (b) spectrogram of the composited signal, (c) matched filter output of the composited signal, (d) result of resolution on the time domain for the composited signal.

Figure 5.7은 분해가 가능한 거리차인 1.29ms의 시간차를 주고 합성된 신호이다. 시간축에서 신호의 포락선으로도 분리가 되어 있으며 이 신호에 대한 정합필터 출력 결과인 Figure 5.7의 c)에서 -3dB Contour가 잘 분리되어 있다.

(d)의 시간영역의 분해능은 두 신호가 -4.7dB로 분해되고 있다. 이 값이 -6dB 차이보다 작은 이유는 side lobe효과에 기인한다. 결국 CW 신호를 정합

필터를 사용하는 것은 시간상에서 포락선을 이용하는 것보다 이득이 없다.

5.2.1.2 LFM 신호에 대한 분해능

Figure 3.6은 LFM 단일 신호의 모호함수의 시간과 주파수 특성이다. 시간 축쪽의 특성을 보면 주파수 차이(sweep frequency)에 반비례하고 상당히 좁은 것을 볼 수 있다. 즉 CW 신호와는 틀리게 LFM 신호의 경우 분해능 해석 측면에서 보면 정합 필터의 효과가 클 것이 예상된다.

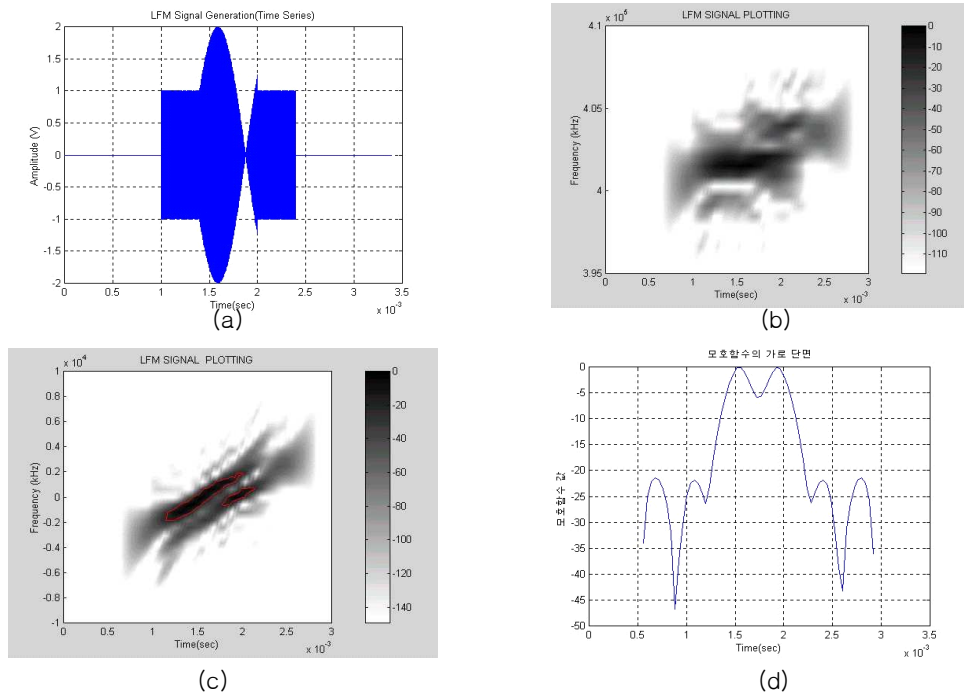


Figure 5.8 Resolution of ambiguity function for the signal composited by two LFM pulses (a) composited by two LFM pulses, (b) spectrogram of the composited signal, (c) matched filter output of the composited signal, (d) result of resolution on the time domain for the composited signal.

식 (3-17)을 이용하여, Figure 5.6의 분해능 정의에 따라 -9dB 가 되는 지점을 찾으면

$$|\Psi(\hat{n}, \delta)|^2 = \left| \frac{\sin(\pi m(\hat{n} - n_0)/f_s)(N - |\hat{n} - n_0|/f_s)}{\sin(\pi m(\hat{n} - n_0)/f_s)} \right|^2 = N^2/4$$

$$Time_{-9dB} = \pm 0.871/W = \pm 0.871/4400 = \pm 0.198 ms \quad (5-10)$$

가 된다.

재생된 LFM 신호 두 개가 $0.198 \times 2 = 0.396 ms$ 떨어져 위치를 할 때 정합필터 출력에서 분리가 가능하다. 이 값은 동일한 펄스 길이인 CW신호에 대한 분리 제한인 1.29ms보다 작은 양으로 주파수 차이(sweep frequency)가 커질수록 LFM 신호에 대한 분해능은 좋아진다.

Figure 5.8은 위에서 나온 결과인 0.396ms의 시간차를 주고 합성된 신호이다. 시간에서의 포락선은 분리가 되지 않는다. 또한 Figure 5-25.의 LFM 합성 신호에 대한 Spectrogram의 경우 두 신호가 합성되어 분해가 되지 않는다. 하지만 이 신호에 대한 정합필터 출력의 시간 영역 분해능에서는 -5.5dB로 확실히 분해되고 있다. 즉 LFM 신호를 정합 필터를 사용하는 것은 시간상에서 포락선을 이용하는 것보다 높은 분해능을 가질 수 있다.

5.2.2 축소 표적 신호에 대한 분해능

5.2.2.1 분해능 분석을 위한 시험

축소 표적 신호의 분해능 분석을 위하여 표적 4번과 자세각 135도를 선택하였다. 이것은 표적의 HL 분포를 다른 표적에 비해 많이 가지기 때문이다.

위에서 언급한대로 시간축의 분해능은 LFM의 경우 주파수 차이가, CW의 경우 펄스 길이가 결정하므로 LFM의 경우 펄스 길이를 1.5ms로 고정한 후 Table 5.2와 같이 주파수 차이를 조정하였으며 CW의 경우 송신 주파수가 420kHz인 0.1ms와 1.5ms 두 종류 펄스 길이를 사용하였다. Table 5.2에서 LFM 신호의 주파수 차이는 신호 발생기에서 재생된 신호를 분석한 결과이다

5.2.2.2 축소 표적 신호의 분해능 분석

신호의 분해능은 각 HL에서 반사된 신호의 분리 문제가 기준이다. 각 HL에서 들어온 신호들의 분리가 가능하다면 분리된 신호로부터 각 HL별로 방위를 추

정하여 표적 상태를 정확히 추정할 수 있다. 하지만 HL끼리 신호가 합성이 되어 분리가 불가능하다면 두 개 이상의 HL가 하나의 HL처럼 보일 뿐 아니라 다수의 HL의 방위가 겹쳐 실제 표적 상태와 다른 결과가 나온다. 분해능 분석은 5.1.2.2 절에서 각 HL의 위치가 분석된 표적 4의 135도 자세에서 분석을 하였다. 135도의 자세각에서 각 HL의 시간적 차이는 0.2/0.4/0.5/0.2/0.2 ms이며 각 HL의 번호를 1/2/3/4/5/6번으로 표현한다. 분해능 분석은 앞에서 언급한 정합필터 출력의 표준화(normalization) 파워 스펙트럼을 사용하였다. 또한 정합필터 출력의 -3dB의 Contour를 붉은색으로 표시하였다. 그리고 HL 분해 Figure 5.9 CW(0.1ms)의 시간영역에서의 분해 결과여부는 모호함수의 주파수 천이가 0($y=0$ 인 직선으로)인 단면을 이용하여 단면 그림으로부터 주위보다 에너지가 모여 있는 부분을 HL로 판단하고 그 부분에 대한 분해 여부로서 HL 분해 여부를 분석하였다.

Table 5.2 Types of the LFM pulse used to analysis resolution capability depending on difference on frequency.

Pulse No.	Start Freq.(kHz)	End Freq.(kHz)	Sweep Freq.(kHz)
1	405.9	436.4	30.5
2	405.9	432.1	26.2
3	406.5	427.3	20.8
4	406.5	423.6	17.1
5	406.5	418.7	12.2
6	406.5	415.0	8.5

주파수 천이가 0($y=0$ 인 직선으로)인 단면을 이용하여 단면 그림으로부터 주위보다 에너지가 모여 있는 부분을 HL로 판단하고 그 부분에 대한 분해 여부로서 HL 분해 여부를 분석하였다.

표적 HL의 최소 시간 차이인 0.2ms보다 펄스 길이가 짧은 CW 펄스 길이 0.1ms의 결과는 시간 영역에서 수신 신호를 표시한 Figure 5.9 a)에서 시간축

상 분해가 되고 있다. Figure 5.9 b)의 정합필터 출력에서도 정확히 6개의 HL가 보이는 것을 확인할 수 있다. 또한 c)의 시간영역의 분해능 그림에서 -10dB 문턱치로 보면 4개의 HL가 확인되는 것을 볼 수 있다. 문턱치보다 낮은 나머지 2개의 HL의 경우 확인된 4개의 HL 범위에서 분리가 되므로 표적 상태 추정을 위한 분해능이 충분하다.

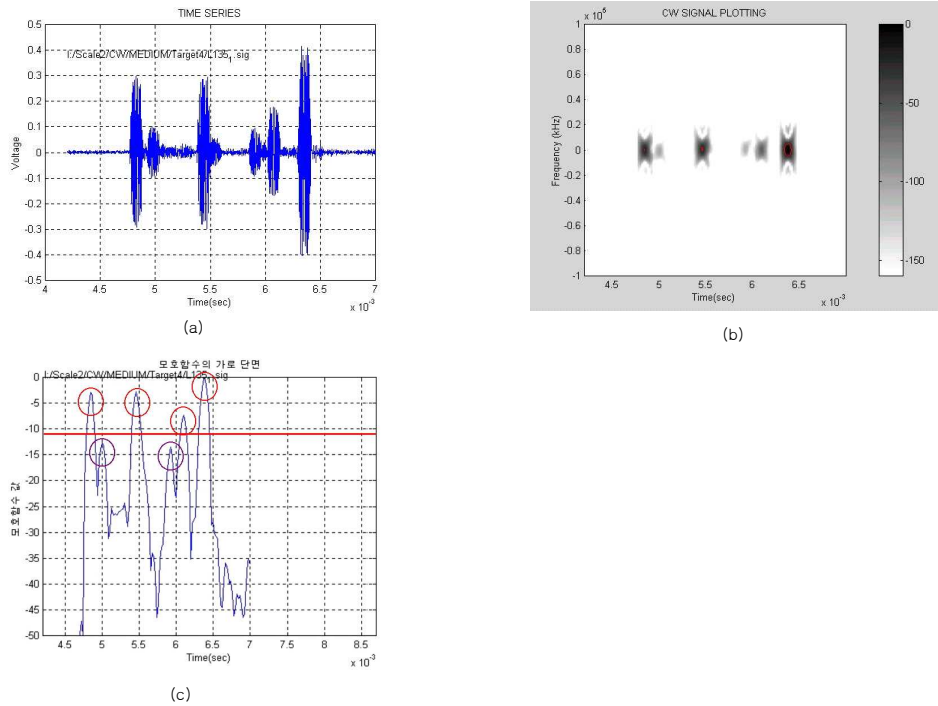


Figure 5.9 Result of resolution in the time domain for CW pulse with 0.1 ms duration (a) recoded signal with 0.1 ms duration, (b) matched filter output of the signal, (c) result of resolution on the time domain for the signal.

반면 CW 1.5ms 신호 결과인 시간에 대한 수신 신호를 표시한 Figure 5.10 a)에서 포락선을 보면 두 개의 HL에서 반사된 신호처럼 두 개로 분리되어 보인다. 이 펄스 길이인 1.5ms는 HL 분해 최소 시간 차이인 0.2ms보다 7.5배나 긴 신호로 시간축 상에서 HL위치 분해는 불가능하다. Figure 5.10 b)의 정합필터 출력에서도 -3dB Contour이 2개로 보이고 있다. 또한 Figure 5.10 c)의 시간

영역의 분해능 그림은 -10dB 문턱치로 보면 2개의 HL가 확인되는 것을 볼 수 있다. 즉 3개씩 HL 반사 신호가 합성이 되어 마치 두 개의 HL처럼 보이게 된다. 이 경우 2개의 HL에는 각각 3개씩의 HL 반사 신호 성분이 합쳐있으므로 표적 상태 추정이 불가능하다.

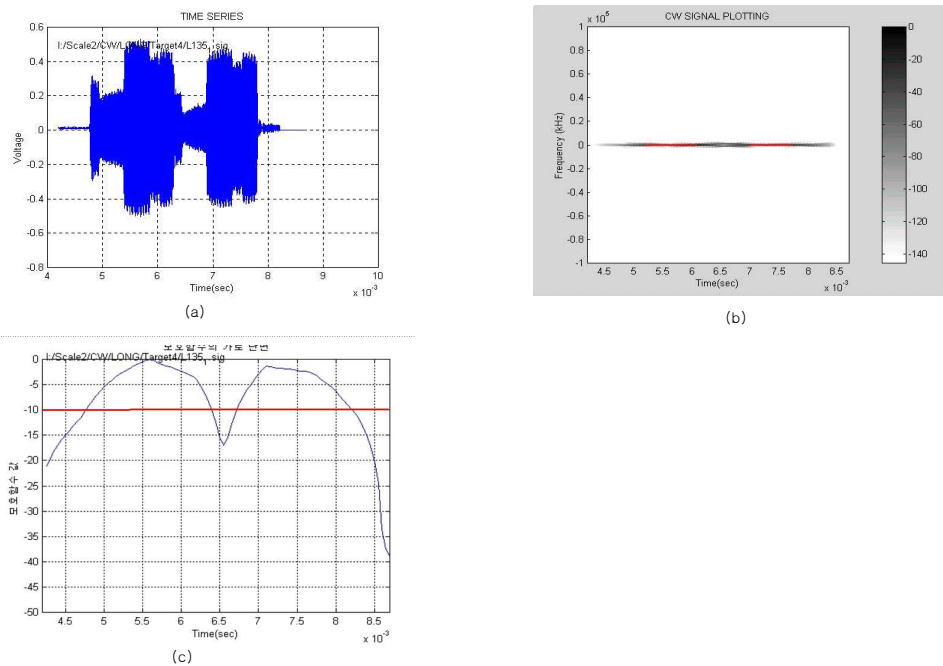


Figure 5.10 Result of resolution in the time domain for CW pulse with 1.5 ms duration (a) recorded signal with 1.5 ms duration, (b) matched filter output of the signal, (c) result of resolution on the time domain for the signal.

축소 표적 시험 결과에서 사용된 펄스 길이는 1.5ms와 0.1ms로 정합필터 출력 분해능을 만족하려면 식 (5-9)에 따라 1.935ms와 0.129ms의 분해능을 가지고 있다. 이 것은 최소 거리차이가 0.2ms이므로(축소 표적 HL의 최소 거리차) 펄스 길이 1.5ms로는 분해가 불가능하고 0.1ms 일 경우 가능해진다는 결과가 나온다.

아래 그림에서 Table 5.2의 주파수차이에 따른 분해능 분석을 위해 사용된 LFM 펄스 종류 6가지에 대한 수신 신호와 시간 영역 분석 결과를 정리하였다.

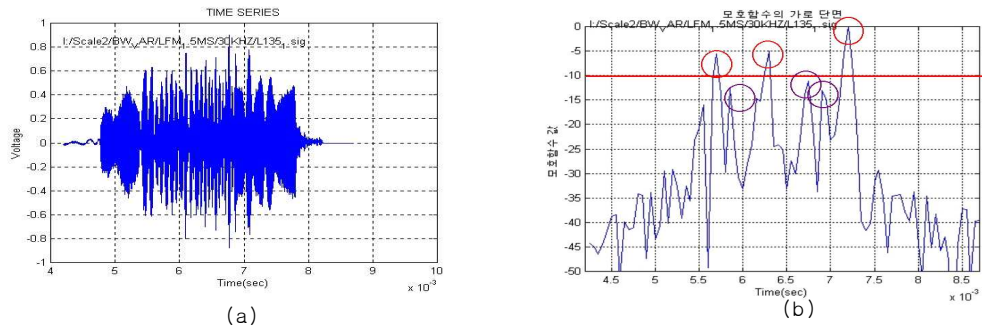


Figure 5.11 Result of resolution in the time domain for the LFM #1 pulse
(a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.

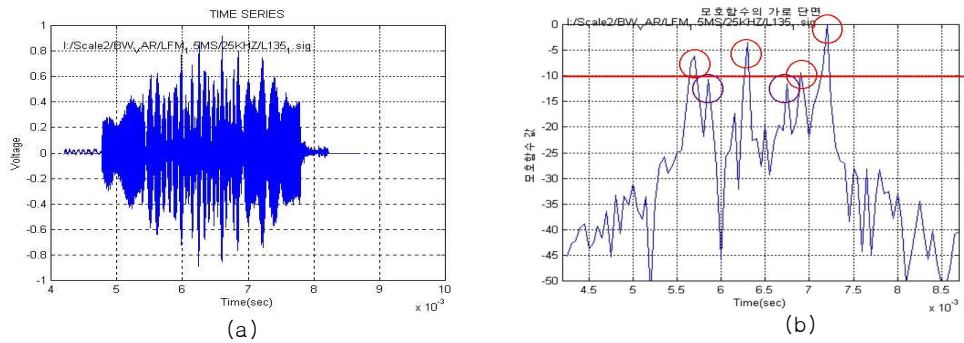


Figure 5.12 Result of resolution in the time domain for the LFM #2 pulse
(a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.

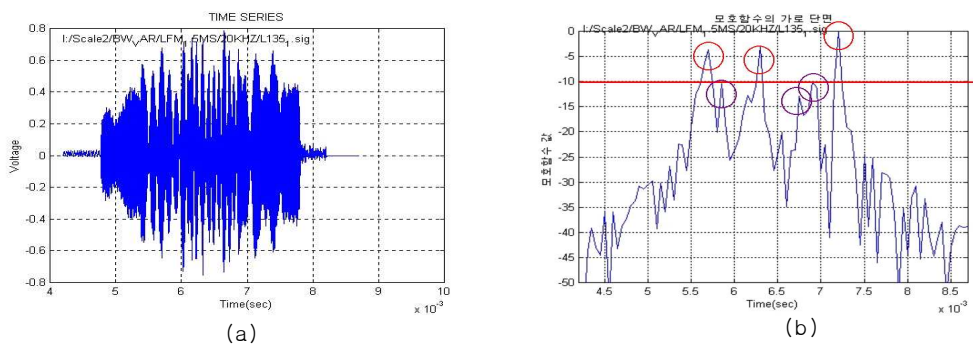


Figure 5.13 Result of resolution in the time domain for the LFM #3 pulse
(a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.

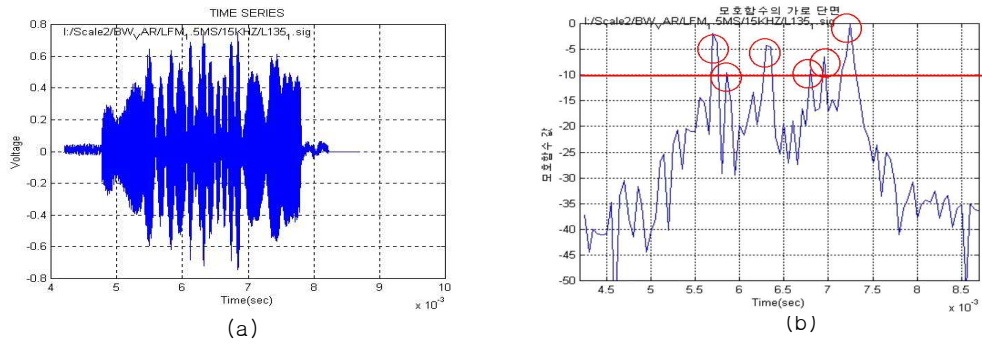


Figure 5.14 Result of resolution in the time domain for the LFM #4 pulse
(a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.

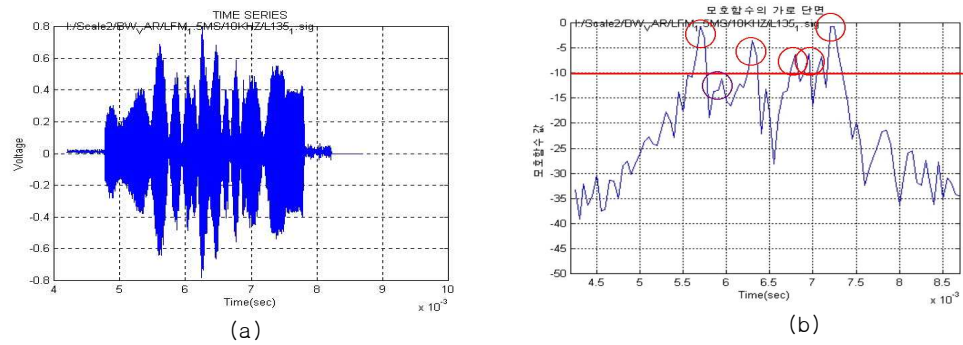


Figure 5.15 Result of resolution in the time domain for the LFM #5 pulse
(a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.

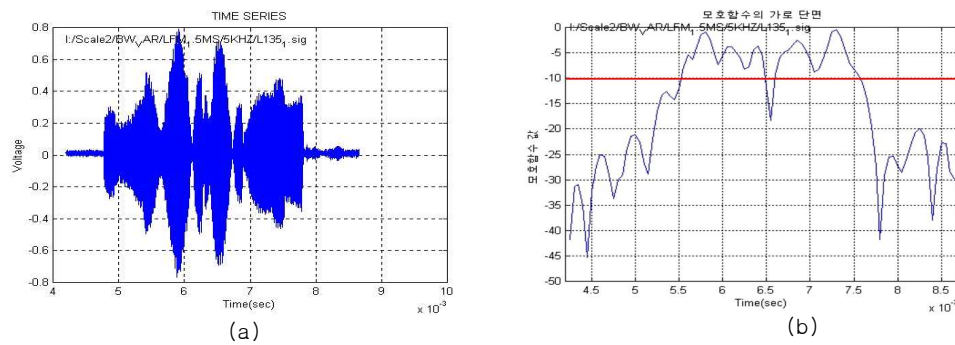


Figure 5.16 Result of resolution in the time domain for the LFM #6 pulse
(a) recoded signal, (b) result of resolution on the time domain for the signal.

LFM 신호에 대한 분해능 분석은 CW 신호의 분석 방법과 동일하게 모호함수를 이용하여 분석을 하였다. 분석 결과 LFM 신호의 경우 1.5ms의 펄스에도 분해능이 좋은 것이 확인되었다. Table 5.2와 같이 주파수의 차이를 30.5kHz부터 8.5kHz 까지 6가지의 주파수 차이로 시험한 결과 HL의 분해가 양호한 편으로 분석되었다. 수신신호의 경우 모든 HL의 반사 신호가 합성이 되어서 시간 축 상의 분해는 불가능하다. 하지만 시간 영역에서의 분해능 분석은 펄스 종류 1에서 5번까지의 신호 처리 결과는 Figure 5.9의 CW 0.1ms 신호 결과와 같이 모든 HL의 분해가 가능하다. 하지만 Figure 5.16에서 보여주는 주파수 차이 8.5kHz 인 펄스 6번의 신호 처리 결과는 Figure 5.10의 CW 1.5ms의 신호 분석과 동일하게 2개의 HL로 분해되고 있다. 이것은 3개씩의 HL 성분이 한 HL로 합성되므로 정확한 HL의 방위 추정이 불가능하다.

위의 모델 결과와 축소 표적 신호 분석 사이의 비교를 위하여 축소 표적 시험에 사용된 펄스 종류에 따른 분해능 제한을 계산하였다(Table 5.3). 주파수 차이에 따라 분해 가능한 HL의 거리 차이는 0.0572ms부터 0.2050ms까지 계산 결과가 나왔다. 이 결과는 최소 거리차이가 0.2ms 일 때 (축소 표적 HL의 최소 거리차) 펄스 번호 #6번은 분해가 불가능하고 나머지 모든 펄스는 분해가 가능해진다는 결과가 나온다.

Table 5.3 Computation result of the -9dB points for various frequencies for the LFM pulse.

Pulse Number	Start Freq.(kHz)	Sweep Freq.(kHz)	-9dB point (ms)	HL time resolution (ms)
1	405.9	30.5	0.0286	0.0572
2	405.9	26.2	0.0332	0.0664
3	406.5	20.8	0.0419	0.0838
4	406.5	17.1	0.0509	0.1018
5	406.5	12.2	0.0714	0.1428
6	406.5	8.5	0.1025	0.2050

5.2.3 윈도우 겹침 정도에 따른 분해능

HL 분해능은 시간 혹은 거리 분해능으로 앞 절에서 논한 정합 필터 출력의 시간축에 대한 분해능이다. 반사 계수가 다른 HL에 대한 분해능을 정의하기는 어려운 일이므로 Figure 5.6처럼 동일한 반사 강도를 가진 HL라고 가정하고, 두 개의 HL에서 반사된 신호의 정합 필터 출력에서 시간 축 특성을 기준으로 하였다. Figure 5.6의 별이 표시된 지점처럼 두 HL의 경계면에서 6dB이상 차이가 날 경우 분해가 가능하다고 판단하였다. 경계면에서 6dB이상이 차이가 나려면 정합 필터 최대 출력치 기준으로 9dB 감소한 지점에서 두 신호가 겹쳐야 한다.

위에서 설정된 기준을 이용하여 CW와 LFM 신호에 대한 분해능을 계산하면 CW 신호의 경우 분해능 ΔT 의 계산 결과는 다음과 같다.

$$\Delta T = 0.645 T$$

여기서 T 는 송신 펄스 길이이다.

$$\Delta D = \Delta T \times 2 = 1.290 T$$

여기서 $\times 2$ 는 왕복 거리의 의미이다.

LFM 신호의 경우 분해능 계산 결과는 다음과 같다.

$$\Delta T = 0.871 / W$$

여기서 W 는 송신 주파수 폭이다.

$$\Delta D = \Delta T \times 2 = 0.871 / W \times 2 = 1.742 / W$$

CW의 경우 펄스 길이에 비례하는 분해능을 가지며 LFM 신호의 경우 사용 주파수 폭에 반비례하는 분해능을 가진다. 즉 펄스 길이가 정해지면 CW 신호는 분해능이 고정되는 반면 LFM 신호의 경우에는 송신 주파수 폭을 크게 하면 분해능이 좋아진다.

만일 대상 표적이 30m이고 HL의 위치가 앞과 뒤, 중앙 세 곳에 위치한다면, HL의 거리 차는 10m가 되는 경우 분해능 측면에서 CW와 LFM의 펄스 형태를 설계하면

CW 신호의 경우

$$1.290 T = \frac{10m \times 2}{1500 m/s} = 0.013s$$

10ms 이하의 신호를 송신할 경우 분해가 가능하다. 또한 LFM 신호의 경우

$$1.742/W = \frac{10\text{ms} \times 2}{1500} = 0.013\text{s}$$

134Hz이상의 주파수 차이를 가진 송신 펄스를 사용하여야 한다. 이 결과는 신호 처리 이득은 고려하지 않은 결과이다.

위의 분해능 계산 방법은 신호 처리의 제한점이 없을 경우에 적용된다. 신호 처리의 제한점은 실시간 처리 시 하드웨어의 제한점을 의미한다. 신호 처리의 제한점에 대해 Figure 5.17에서 나타내었다. 정합필터 출력을 거리-주파수 영역(R-D map)으로 환산하려면 윈도우를 설정하여 움직이면서 FFT (Fast Fourier Transform)를 수행하여야 한다. 수행된 후 신호 처리(CW 신호의 경우 복반사음 계산 및 제거, LFM 신호의 경우 R-D map의 좌표 변환)를 걸쳐 한 윈도우마다 하나의 값이 탐지기에 입력된다. 즉 다음의 식과 같이 윈도우의 이동시간(sliding time)이 거리 분해능 ΔD 로 환산된다.

$$\Delta D = 4 \cdot \Delta t \cdot c / 2 \quad (5-11)$$

여기서 Δt 는 윈도우 이동시간(sliding time)이며
 c 는 음속을 표현한다.

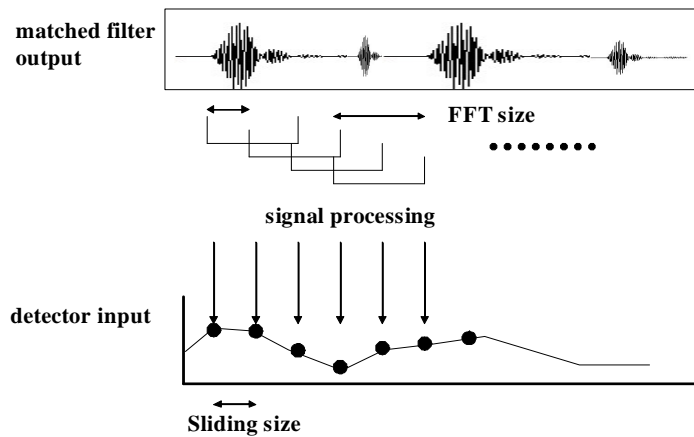


Figure 5.17 HL resolution ability by the signal processing.

식 (5-11)에서 4가 곱해진 것은 HL 분해 로직에서 필요한 최소 데이터 개

수이다. 예를 들어 축소 표적 시험의 경우 1ms의 펄스 길이로 송신하고 (LFM 신호는 30kHz의 주파수 폭 사용) 윈도우 이동시간을 송신 주기의 1/20으로 신호 처리를 하였다면 신호 처리에 의한 시간 분해능은 식 (5-11)에 따라 다음과 같이 계산된다.

$$\Delta D = 4 \cdot (1/20)ms \cdot 750m/s = 15.0cm \quad (5-12)$$

또한 송신 형태에 따른 분해능을 식 (5-9)과 (5-10)를 이용하여 계산하면 다음과 같다. CW의 신호의 경우

$$\Delta D = 750 \cdot 1.290 \cdot 0.001 = 97cm$$

LFM의 신호의 경우

$$\Delta D = 1.742 \cdot 750/30000 = 4.3 cm$$

위의 식 결과와 식 (5-12)의 결과와 비교하여 분해능을 판단하면 CW/LFM 신호의 경우 97/15.0 cm로 예상된다.

5.3 정합 필터의 연산이득

정합 필터의 효과는 송신 신호와 유사한 replica를 사용하여 SNR을 높이는데 있다. 일반적으로 정합 필터의 연산이득은 약 15dB정도로 알려져 있으며, 본 절에서는 표적, 환경, 소나에 따라 다르게 들어오는 신호에 대하여 연산이득의 차이를 살펴본다.

5.3.1 연산 이득의 정의

연산 이득을 계산하기 위한 음향 신호 모델 중 소음 신호의 경우 램덤 가우시안 분포를 사용하였으며, 복반사음의 모델은 송신 신호의 스펙트럼 퍼짐 [35] [36]을 고려한 상태에서 phase를 램덤으로 처리하였다.

Figure 5-18은 다음과 같은 조건에서 신호를 재생하여 정합 필터로 처리한 결과이다.

- 펄스 종류 : LFM

- 소나 속도 : V_o kts
- 표적 속도 : 0 kts
- sliding number. : pulse length/50
- 표적 입력 신호 : -3dB_{rms}
- 소음 입력 신호 : $1.1\text{dB}_{\text{rms}}$

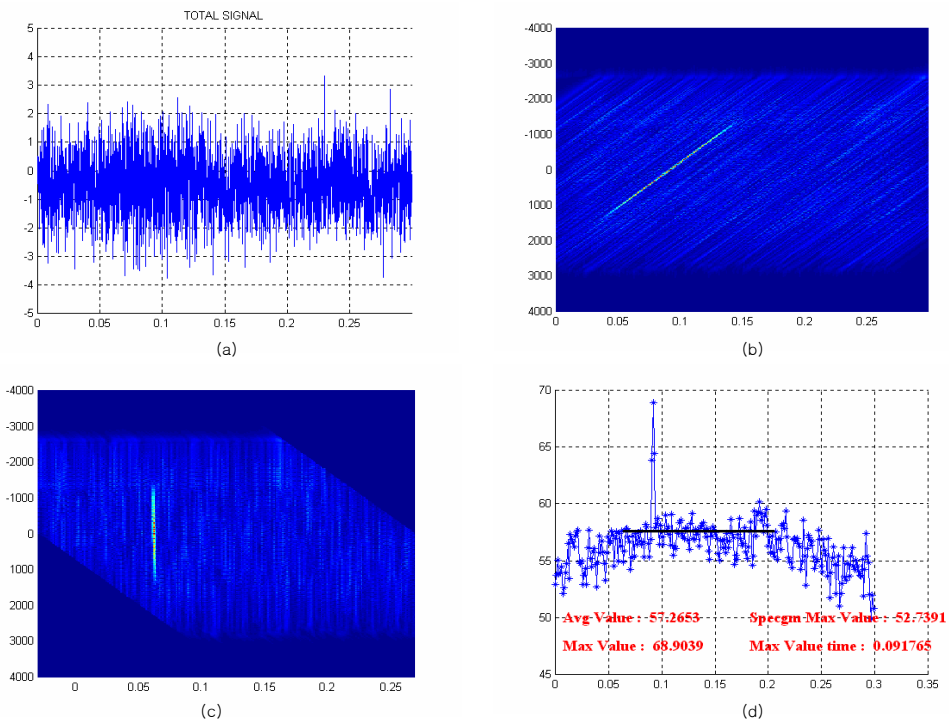


Figure 5.18 Output of the matched filter for the simulated signal (a) composited signal, (b) matched filter output of the composited signal, (c) coordinates transformation of the composited signal, (d) output of power sum.

Figure 5.18 a)의 신호를 보면 소음에 묻혀서 표적 신호를 구별하지 못하지만, d)의 정합필터 출력을 보면 표적 신호가 주변 소음에 비하여 SNR이 10dB 정도 높아진다. 이때 변화된 SNR이 연산이득이다. 정확한 연산이득의 정의를 위하여 다음을 정의한다.

소음만을 재생한 신호의 정합필터 결과의 평균값에서 재생한 소음의 크기를 빼준 것을 소음이득이라고 한다. 또한 복반사음 신호도 동일한 방법으로 복반사음이득으로 정의한다. 마지막으로 표적 이득은 정합필터 결과의 최대값에서 재생한 소음의 크기를 빼준 것을 표적이득이라고 한다. 그리고 아래의 연산 이득을 정의한다.

표적 신호 연산 이득 = 표적 이득 - 소음 이득

복반사음 신호 연산 이득 = 복반사음 이득 - 소음 이득

소음 신호 연산 이득 = 소음 이득 - 소음 이득

5.3.2 연산 이득 시뮬레이션 결과 및 실측치 비교

다음의 입력 변수를 가지고 연산 이득을 계산하였다.

- 펄스 종류 : LFM/CW
- 소나 속도 : V_0 kts, V_1 kts 단 $V_0 < V_1$
- Replica 종류 :
 - Replica #1 : 소나 속도 보정을 하지 않은 상태.
(송신 신호 이용)
 - Replica #2 : 소나 속도 보정을 한 상태. V_1
 - Replica #3 : 소나 고속(V_1)으로 보정을 한 상태.
- 표적 속도 : LFM은 0 kts, CW의 경우 10kts
- sliding number. : pulse length/50

CW를 사용하였을 경우 표적이 정지하고 있다면 표적신호는 복반사음 신호과 섞이게 된다. 일반적인 자향소나의 경우 복반사음을 주파수 영역에서 제거하기 때문에 표적이 정지할 경우 표적 신호는 사라지게 된다. 본 시뮬레이션에서는 표적 속도 ± 5 kts까지는 주파수 영역에서 무시하였다.

Table 5.4는 계산된 연산 이득 결과이다. 먼저 replica의 종류에 대한 결과는 소나 속도에 따라 replica를 운용할 경우 연산 이득은 (LFM) 1dB정도의 이득이 더 발생한다. 가장 큰 표적 신호 연산이득은 LFM 신호와 replica 2를 적용한 결

과로 16dB로 가장 큰 연산이득이다.

Table 5.16 Computation result of processing gain.

Pulse	Replica	Sonar speed	Noise gain	Reverberation gain	Target gain	Reverberation PG	Target PG
LFM	1	V1	56.2 dB	56.1 dB	71.3 dB	-0.1 dB	15.1 dB
	2	V1	56.1 dB	56.0 dB	72.1 dB	-0.1 dB	16.0 dB
	3	V0	56.2 dB	56.0 dB	71.3 dB	-0.2 dB	15.1 dB
CW	1	V1	56.5 dB	40.1 dB	57.1 dB	-16.4 dB	0.6 dB
	2	V1	56.5 dB	40.0 dB	57.1 dB	-16.3 dB	0.6 dB
	3	V0	56.5 dB	41.0 dB	57.2 dB	-15.5 dB	0.7 dB

CW 신호의 복반사음 연산이득이 큰 까닭은 신호처리시 CW 신호의 경우 복 반사음을 주파수 영역에서 제거하기 때문이다. 큰 복반사음 연산이득이 탐지 성능에는 도움이 되질 않는다. CW 신호의 경우 소음 제한 시스템으로(Noise Limit System)으로 탐지거리 제한은 소음으로 결정되기 때문이다. 반면 LFM의 경우 복반사음 제한 시스템으로(Reverberation Limit System)으로 구하여진 표적 신호연산이득 + 복반사음 연산이득 만큼의 탐지 거리 향상이 있다.

축소표적 신호는 소음이나 복반사음이 없기 때문에 실측치와의 비교는 바다에서 획득된 신호를 사용하였다. Figure 5.19 a)의 신호를 보면 소음 및 복반사음을 배경으로 표적신호가 70ms가량 들어오고 있다. 이 경우 표적과 소음의 SNR은 5dB가 되며 정합 필터를 통과한 Figure 5.19 c)를 보면 연산이득이 16dB되는 것을 볼 수 있다. 즉 신호 모델을 이용하여 나온 연산 이득과 동일함을 확인 할 수 있다.

5.3.3 윈도우 겹침에 따른 연산 이득의 변화

윈도우 겹침 정도는 신호 처리 하드웨어에서 연산 속도에 의해 생기는 한계

이다. 5.2.3절에서는 윈도우 겹침 정도에 의하여 HL 분해능이 결정되는 것을 보았다. 이 절에서는 윈도우 겹침 정도가 연산이득에 어떤 영향을 주는지 살펴본다.

비교방법은 윈도우 겹침 정도를 펄스길이의 변화시키면서 연산이득을 계산하였다. Figure 5.20~23은 윈도우 겹침 정도를 펄스 길이에 1/3, 1/10, 1/25 및 1/100일 경우의 연산이득 계산 결과이다.

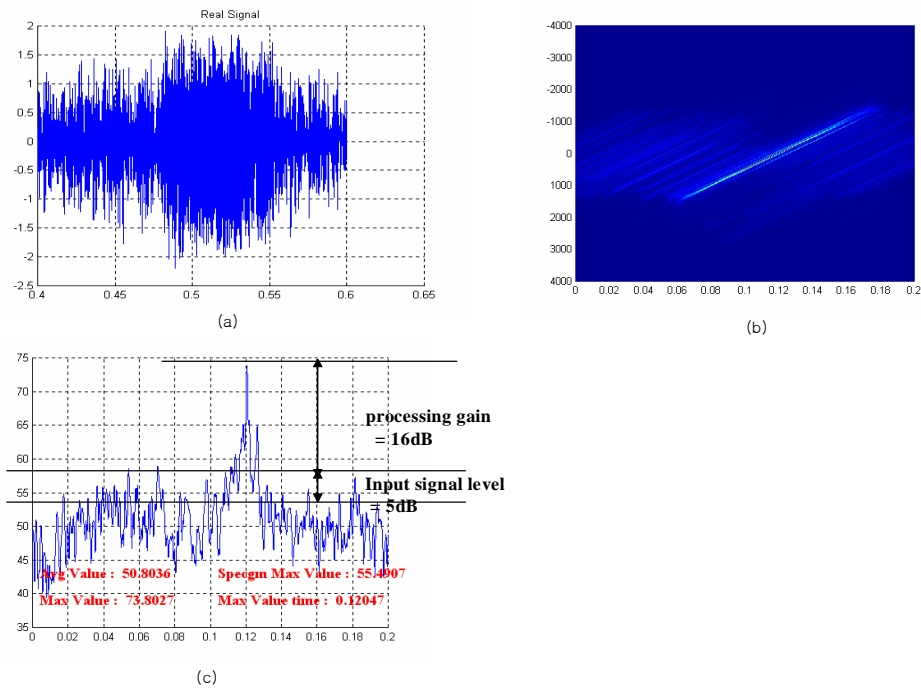


Figure 5.19 Result of processing gain computed using the recorded signal
(a) recoded signal, (b) matched filter output of the composited signal,
(c) output of power sum.

가로축은 replica 윈도우 시작 포인트로 표적 신호와 replica가 정확히 일치할 때를 그림에서 최고점 값이다. 또한 최저점은 표적신호와 replica가 가장 많이 틀어졌을 때이다. 연산 이득이 표적 신호와 replica의 일치 정도에 따라 연산 이득값이 주기성을 가지게 된다. 즉 동일한 윈도우 겹침을 가지고 있는 시스템이라도 표적 신호의 위치에 따라 크게는 6dB 이상의 연산이득의 차이를 가질 수 있다. 윈도우 겹침 정도가 커질수록 연산이득도 커지지만 덧붙여 연산이득의 폭도

줄기 때문에 안정된 신호의 SNR을 유지할 수 있다. 연산 이득의 주기의 역수가 연산 이득이 최대가 될 확률이다. 결과를 비교하여 보면 윈도우 겹침 정도가 클수록 연산 이득값은 커지고 연산이득 주기는 빨라지고, 연산이득의 최대와 최저 연산 이득값의 차이는 작아진다. Figure 5.20~23은 그 결과를 정리하였다.

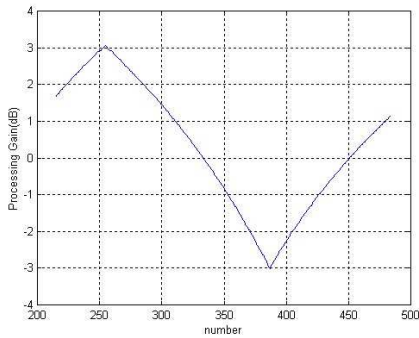


Figure 5.20 Processing gain when window overlapping is 1/2 about pulse length.

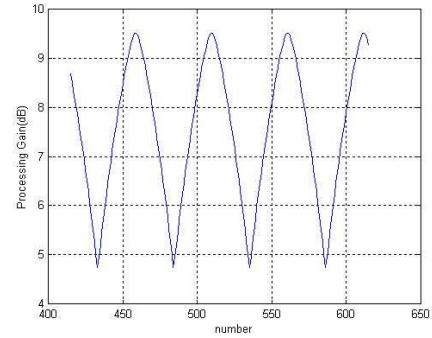


Figure 5.21 Processing gain when window overlapping is 1/10 about pulse length.

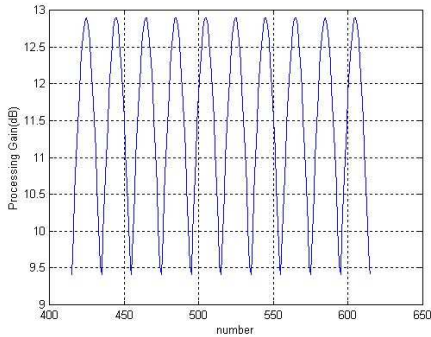


Figure 5.22 Processing gain when window overlapping is 1/25 about pulse length.

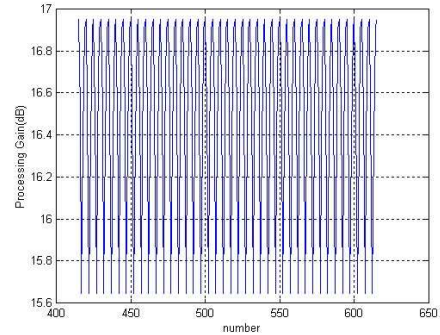


Figure 5.23 Processing gain when window overlapping is 1/100 about pulse length.

윈도우 겹침 정도가 1/50정도에서 정합필터의 일반적인 알려진 15dB을 가진다. 윈도우 겹침에 따라 연산이득은 최저 3dB부터 최대 18dB까지 가질 수 있다. 연산이득의 차이는 윈도우 겹침 정도가 펄스길이의 1/2인 경우, 연산이득이 최대 3.0dB이며 최저인 경우는 -3.0dB로 연산 이득의 차이가 6dB를 가질 뿐만 아니

라 음수의 이득값을 가지게 된다. 또한 연산이득이 최대값을 가질 확률은 윈도우 겹침 정도가 펄스길이의 $1/150$ 이 되어서야 확률 50%를 가지게 된다. 윈도우 겹침 정도가 펄스길이의 $1/50$ 이하에서는 각 연산이득의 최대값을 가질 확률이 10% 이하가 된다. 즉 윈도우 겹침 정도가 높을수록 안정적인 탐지 성능을 가질 수 있다.

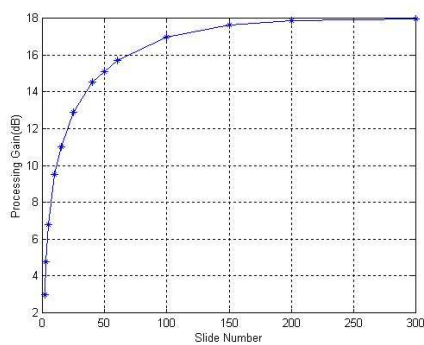


Figure 5.24 The relationship between processing gain and window overlapping.

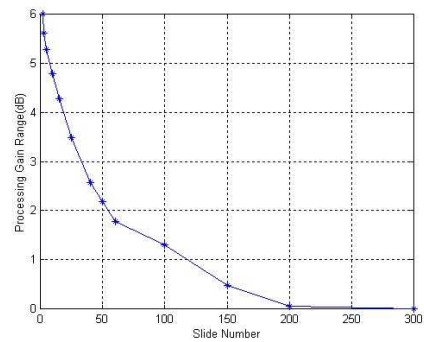


Figure 5.25 Difference between maximum and minimum value of processing gain depending on window overlapping.

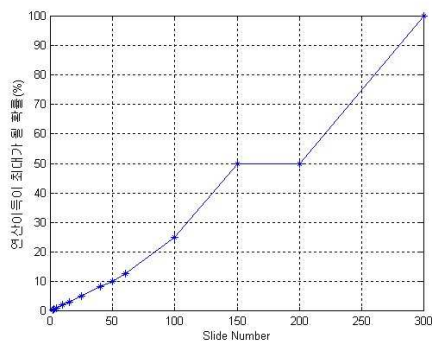


Figure 5.26 Probability having maximum value processing gain depending on window overlapping.

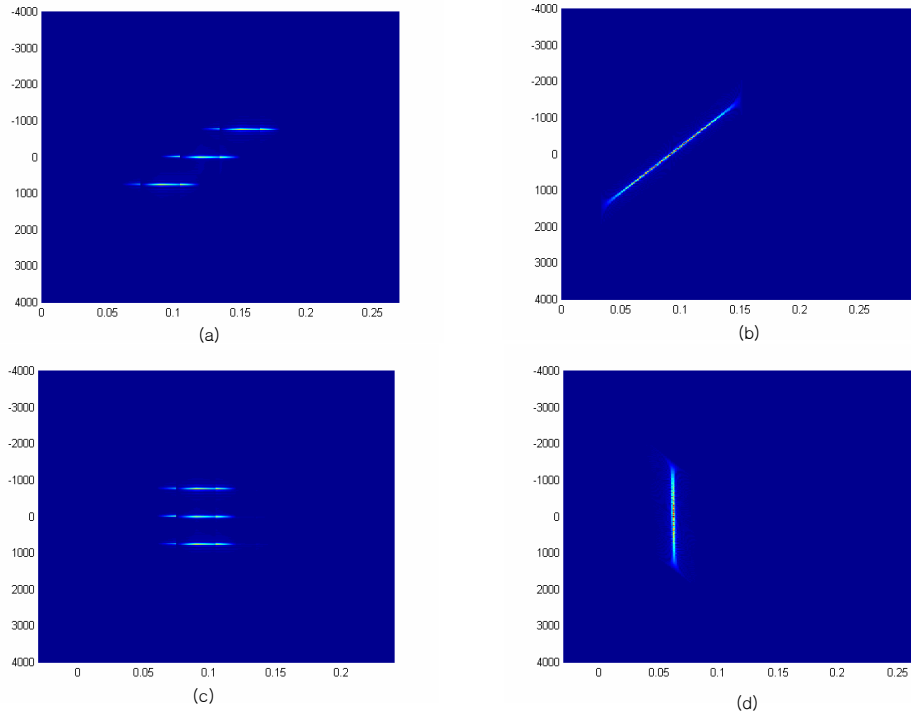


Figure 5.27 Variation of spectrogram depending on window overlapping (a) matched filter output when window overlapping is 1/2 about pulse length, (b) matched filter output when window overlapping is 1/50 about pulse length, (c) coordinates transformation when window overlapping is 1/2 about pulse length, (d) coordinates transformation when window overlapping is 1/50 about pulse length.

윈도우 겹침의 정도가 연산이득에 영향을 주는 이유를 설명하면 Figure 5.27에서 윈도우 겹침의 정도가 펄스길이의 1/50인 경우, 표적 신호의 요소가 연속적으로 보이는 반면 펄스길이의 1/2의 경우 표적 신호의 요소가 3개밖에 없다. 즉 소음에 비하여 표적 신호를 가지고 있는 셀이 상대적으로 작아지기 때문에 이득 값이 줄게 된다. 또한 Figure 5.28처럼 동일한 신호를 가지고 윈도우 겹침의 정도를 변화시켜 얻은 정합필터 결과를 보면 윈도우 겹침의 정도가 낮아지면 결과 셀수가 감소함으로 표적 신호와 replica 신호가 일치될 확률이 급속도로 떨어지게

된다. 또한 5.2.3절에서 다룬 HL 분해능도 떨어지게 되며 적용 탐지 로직 적용의 적용에 불리하게 된다.

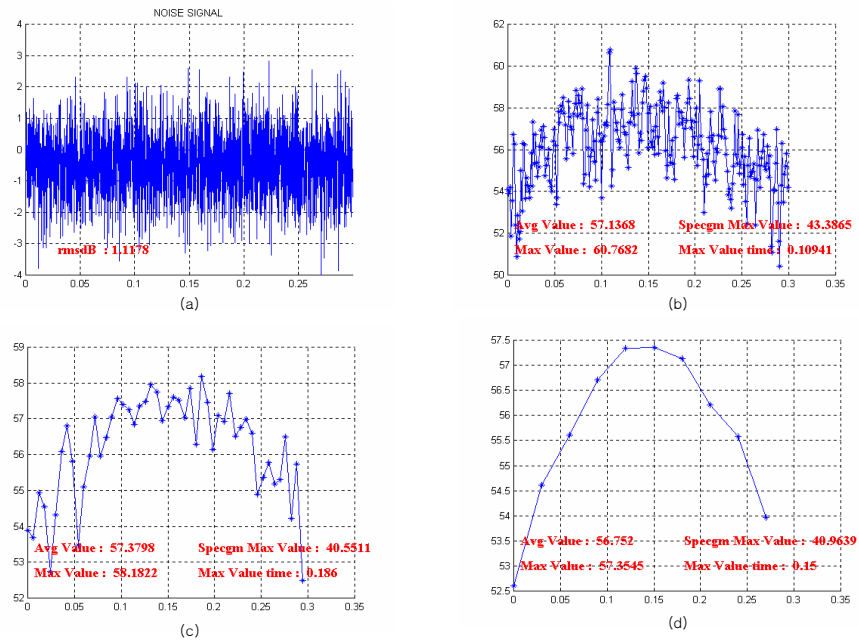


Figure 5.28 Variation of matched filter output depending on window overlapping (a) input signal, (b) matched filter output when window overlapping is 1/50 about pulse length, (c) matched filter output when window overlapping is 1/10 about pulse length, (d) coordinates transformation when window overlapping is 1/2 about pulse length.

Figure 5.24는 윈도우 겹침 정도와 연산 이득의 결과를 보여준다. 이 연산이득은 표적 신호와 replica가 일치 할 경우에 계산한 내용이다. 윈도우 겹침이 펄스길이의 1/50일 경우 15.1dB에 반해 펄스길이의 1/2일 경우 3.0dB로 12.1dB 연산 이득의 차이를 가지게 된다. 12.1dB의 차이는 시스템에 따라 다르지만, 수십 kHz를 사용하는 일반적인 능동소나의 경우 약 800m 이상의 탐지거리 차이가 날 수 있다. (연산이득을 이용한 소나 방정식 : 부록 4)

6. 결론

우수한 탐지 성능의 수중유도 무기를 개발하기 위해서 수중 음향 환경 및 표적 신호에 따른 정확한 분석과 모델링이 선행되어야 하며 정확한 모델링에 근거한 시뮬레이션에 의해 성능 예측, 탐지 변수의 최적화가 가능해 진다. 수중 음향 환경과 표적 신호 연구는 이론에 근거한 수치 모델링 방법과 해상 및 육상 실험에 의한 음향 자료 획득 분석 방법을 병행해서 사용한다. 이런 음향학적 접근을 위한 시험에는 축소표적 시험과 해상 시험으로 구분할 수 있다.

축소 표적 시험의 경우 비용 대 효과 측면에서 보면, 해상 시험에 의한 표적 신호 획득의 경우 많은 인원과 경비가 드는 반면 비교적 적은 예산으로 표적 신호의 획득이 가능하다. 또한 표적 자세각의 정확한 제어와 SNR이 좋은 조건에서 표적 반사 신호를 획득할 수 있는 장점이 있다. 또한 표적의 외벽 효과, 내부 구조물의 효과, 표적에 따른 송신 펄스 설계 등 표적과 송신에 따른 관계를 규명하는데 필수적으로 필요한 시험이다. 표적의 자세각이 정확하게 주어진 상태에서의 표적 신호의 획득은 표적 반향음에 대한 연구를 가능하게 한다.

6.1 표적 반향음 연구 및 표적 상태 추정

본 논문에서 표적 신호에 대한 이론 및 알고리즘 검증에 사용된 축소 표적 시험은 '93년 이후 '97년까지 시험장비 개발 및 보완을 하여 시험에 사용하였고, '98년에 2회에 걸쳐 수조시험을 수행한 후 획득된 신호를 이용하였다.

본 논문은 표적 음향학 (Target Acoustics) 분야에 있어서 중요한 두 개의 분야인 표적 신호 모델링(forward model)과 표적 상태 추정 기술(inverse model)의 개발 및 검증을 수행했다는 점에서 중요하다. 표적 반향음 모델링은 설정된 모델 변수들을 근거하여 표적 반향음을 만드므로 전방향(forward) 모델링이며, 표적 상태 추정 기술은 측정된 표적 반향음을 근거로 주요 표적 변수를 역으로 추정해 가는 inversion 혹은 parameter estimation 기법 중에 하나이다.

표적의 반향음 분석과 모델링에 관한 연구는 표적의 외/내부 형상에 따라 형성되는 반향음 성분을 거울면 반사, 음향 회절, 탄성 산란, 다중 산란 등 네 가지로 분류하고 이론 연구를 통하여 각 성분의 특성에 따라 moving HL와 fixed HL로 구분하여 표적 반향음 모델로 응용하였다 또한 개발된 HL 분해 알고리즘을 이용하여 표적의 HL의 위치를 정확히 추정하고 축소 표적 시험에서 획득된 반향음을 성분 별로 분리하여 이론을 검증하였다. 이론 연구와 검증을 통해 개발된 표적 신호 모델은 수중유도무기 개발 시 사용되는 시뮬레이션의 신뢰성을 높여주게 된다.

표적의 TSE 알고리즘 검증에서는 개발된 표적 신호 모델링을 이용하여 표적의 상태 추정 오차를 표적의 자세각과 분해능에 따라 분석하였다. 또한 표적 상태 추정이 제한되는 영역에 대한 범위를 제시하였다.

6.2 소나의 성능 향상을 위한 변수 설정

본 논문의 두번째 주제는 주어진 소나의 성능을 최대화하는 소나의 설계변수 설정에 대한 연구 결과이다. 소나의 탐지 성능은 송신 음압, 빔 패턴, 수신 감도 등의 하드웨어의 성능에 의해 일차적으로 결정이 된다. 하지만 정해진 하드웨어 다음으로 소나의 성능을 결정할 요소로는 소나 운용/탐지 변수들이 있다. 먼저 표적강도는 표적 탐지 성능 중에 하나의 큰 요소이다. 하지만 이를 대상 표적의 특성을 연구할 경우 표적에 의한 값으로 여기기 쉽지만, 능동 소나의 탐지 예측 측면에서 보면 송신 신호의 펄스 길이, 펄스 타입 및 탐지 알고리즘에 의하여 표적 강도의 크기는 달라진다. 표적 강도를 높이기 위한 조건들에 대하여 살펴보았다.

이어 TSE 알고리즘은 HL를 분해하여 각 HL의 공간적인 위치를 알아내는 알고리즘으로 이 경우 시간적인 분해능이 중요한 성능이 된다. 이 TSE는 정합필터를 이용하여 신호처리를 하게 되는데 이 알고리즘에 의한 HL 분해능(시간 분해능)에 대하여 시뮬레이션과 축소 표적 시험 결과를 통하여 제시 및 증명하였다. 또한 하드웨어의 연산 속도에 의해 결정되는 윈도우 겹침 정도에 따라 HL 분해능이 변화하는 증명하였으며 알고리즘에 의한 분해능과 연산속도에 의한 분해능,

두 가지 분해능의 한계를 이용하여 시스템의 HL 분해능을 예측할 수 있다.

마지막은 소나의 성능을 예측하는 방법 중 하나인 소나 방정식에서 알고리즘의 효과인 연산이득의 개념을 제시/계산하였다. 신호 모델을 이용하여 연산이득을 예측하였고, 하드웨어의 연산 속도에 의해 결정되는 윈도우 겹침 정도에 따라 연산 이득이 변화함을 보였다. 정합필터를 사용할 경우 최대 18dB까지의 이득을 낼 수 있지만, 윈도우 겹침 정도와 표적 신호의 위치에 따라 마이너스 이득을 가질 수도 있다.

열거된 본 논문의 결과의 응용으로는 수중유도무기를 위한 TSE 알고리즘과 ACCM 로직 등에 이용 될 수 있으며 추후 표적 식별, 요격 어뢰 기술, 아군의 스텔스 기술 등에 핵심 기술로 응용될 것이다. 덧붙여 수행된 축소 표적 시험의 가장 큰 의미는 국내 소나 기술 발전과 H/W의 고속화로 선진국에서 공개하지 않는 첨단 소나 기술 개발 검증에 필요한 시험으로 개발되었다는 것이다.

추후 연구 과제로는 두 가지로 나눌 수 있다. 먼저 축소 표적 시험에서 검증된 이론의 해상시험 및 해상 발사 시험 결과와의 접목을 통한 어뢰 소나 시스템 적용 및 발전 문제이며 두 번째는 표적의 반사 형태에 대한 수치적인 모델을 이용한 표적 신호 합성 기술 발전이다. 정밀한 신호 합성은 시뮬레이션에 의한 접근을 실제에 접근시키는 문제로 계속 발전시켜야 할 문제이다.

7. 참 고 문 헌

- [1] R. O'Neill, "Active SONAR Target Classification(U)–Vol. I Experimental" , *Technical Report B912 Vol. I, Electronic Equipment Division, McDonnell*, (1965).
- [2] F. Baganoff, "Active SONAR Target Classification(U)–Vol.II Theoretical" , *Technical Report B912 Vol. II, Electronic Equipment Division, McDonnell*, (1965).
- [3] Anders Svardstrm, "Neural network feature vectors for sonar targets classification", *J. Acoust. Soc. Am.*, 93(5):2656–2665 (1993).
- [4] Scot F. Morse et al., "High–frequency backscattering enhancements by thick finite cylindrical shells in water at oblique incidence: Experiments, interpretation and calculations", *J. Acoust. Soc. Am.*, 103(2):785–794 (1998).
- [5] Richard A. Altes, "Detection, estimation and classification with spectrogram", *J. Acoust. Soc. Am.*, 67(4):1232–1246 (1980).
- [6] Paolo Galletti, Marco Signorini, "Anti–torpedo torpedo(hard kill): Effectiveness vs payload, speed & maneouvability", *EuroTorp*, January (2004).
- [7] Pierre Coursange, Claudio Ceccarini, "Operation of light weight torpedo in confined waters: Effective classification of ambushed submarines", *EuroTorp*, April (2004).
- [8] Christophe Journeau, "High frequency vibration of liquid–filled thick elastic cylindrical shells: A simplified model approach", *J. Acoust. Soc. Am.*, 97(3):1670–1677 (1995).
- [9] 신기철, 김재수, 김우식 외, "수중 축소표적의 음향 산란에 관한 연구–실험과 분석", *한국해양공학회지*, 12(4):92–100 (1998).
- [10] Pompoli R., *Sound radiation prediction by scale models*, University of Sounthampton.

- [11] 신영대, 수중음향 환경하에서 축소모형 표적의 상사법칙에 관한 연구, 한국해양대학교 대학원 공학석사 학위 논문, (1996).
- [12] Shig C. C., "Investigation of scaling characteristics for defining design environments due to transient ground winds and nearfield non-linear acoustic field", *NASA_CR 120101*, September (1973).
- [13] Dorsch R. G., *Externally blown flap noise research*, NASA TM-X-71541, (1974)
- [14] Hassan H. A., "Scaling of combustion generated noise", *J. Fluid Mech.*, 66(3):445-453 (1974).
- [15] S. C. Schreppler and G. M. Jebsen, "Intermediate scale measurement system: A state of the art facility for naval structural acoustics research; system overview and measurement results", *J. Acoust. Soc. Am.*, 100(4): 2721-2722 (1996).
- [16] Haihong Feng et al., "Developments in underwater target near field measurement system", *UDT Conference Proceedings, Wembely Conference Centre, London, UK*, pp. 48-50 (1996).
- [17] Yongmin Jiang et al., "A study on underwater target near field echo characteristics", *UDT Conference Proceedings, Wembely Conference Centre, London, UK*, pp. 51-53 (1996).
- [18] Woon Hyun Cho, Sang Young Lee, Woo Shik Kim, Song Hui Park, Target state estimation via eigendata analysis of signal covariance matrix", *UDT Conference*, (1995).
- [19] D. E. Nelson, *A Statistical Scattering Model for Time-Spread SONAR Targets*, Ph.D. Dissertation, Dept. of Electrical Eng., Univ. of Rochester, New York, U.S.A, (1975).
- [20] S. L. Hayek, *Acoustic modeling of the complex scatterer*, ARL, (1986).
- [21] D. A. McNamara, *Introduction to the uniform geometrical theory of diffraction*, University of Pretoria, Artech House Boston London, (1990).
- [22] Allan D. Pierce, "*Acoustics (An Introduction to its Physical principles and application)*", McGRAW-HILL, (1981).

- [23] L. Cremen, M. Hecke, *Structure-borne sound*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg NY, (1973).
- [24] N. Levanon, *Radar Principles*, Wiley-Interscience, (1988).
- [25] R. O. Nielsen, *Sonar Signal Processing*, Artech House, (1991).
- [26] Baker R. W., Westine P. E., Dodge F. T., *Similarity Methods in Engineering Dynamics*, Spartan & Hayden N. J., (1973).
- [27] 김우식, 최상문, 조운현, *어뢰 소나를 위한 표적의 반향음에 관한 연구*, 국방과학연구소 NWSD-519-990393, (1999).
- [28] H. L Van Trees, *Detection, Estimation and Modulation Theory Part I,III*", John Wiley and Sons, Inc., NY, (1968).
- [29] G. Minkler, J. Minkler, *CFAR*, Magellan Book Company, (1999).
- [30] P. P Gandhi, S. A. Kassam, "Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Backgrand", *IEEE Trans on AES*, 24(4) 427-445 (1998).
- [31] M. Barket, *Signal Detection & Estimation*, Artech House, (1991).
- [32] R. J. Urick, *Principles of Underwater Sound*, McGraw-Hill Company, New York, 3rd ed, (1983).
- [33] J. C. Cook, *Target Strength and Echo Structure*, Adaptive Methods in Underwater Acoustics, British Crown, 155-172 (1985).
- [34] Ira Dyer, *Fundamentals and Applications of Underwater Sound*, MIT Depart. of Ocean Eng., (1985).
- [35] McDaniel, S.T. and Gorman, A.D., "Spectral spread of sea-surface reverberation", *J. Acoust. Soc. Am.*, 74:241-248 (1983).
- [36] Hodgkiss, "An Oceanic Reverberation Model", *IEEE, Journal of Oceanic Engineering*, 9:63-49 (1984).

부 록

부록 1. 표적 형상에 의한 표적 반사 계수

부록 2. LFM 신호의 시간 함수

부록 3. 표적 종류에 대한 CW 신호 분석 그림

부록 4. 연산이득이 포함된 소나방정식

부록 1. 표적 형상에 의한 표적 반사 계수

GSF는 표적의 형상에 의해서 얻어지는 효과이다. 음원에서 방사된 음향에너지는 경로를 따라 구형확산을 하게 되고, 물체에 도달한 음향에너지는 표적의 형상에 따라 여러 방향으로 산란되며 이중 일부분이 수신기 방향으로 전파되게 된다. Figure app1.1은 표적의 형상에 의해서 발생하는 GSF를 유도하기 위해 간단한 형태의 물체에 대해 변수를 정의한 것이다.

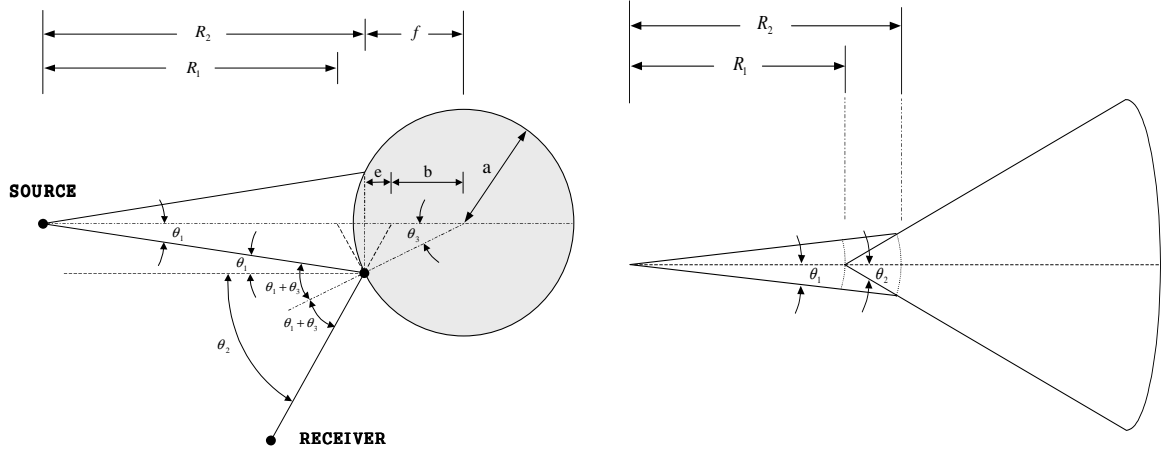


Figure a1.1 Specular reflection on the two dimensional surface with curvature.

음원에서의 파의 입사강도(incident intensity) I_1 , 물체에 의해서 반사된 강도(reflected intensity) I_2 , 그리고 수신기에서의 수신된 강도(received intensity) I_3 를 이용하여 다음과 같은 관계를 유도할 수 있다.

$$I_1(R_1) \cdot 2\pi R_1 \Theta_1 = I_2(R_2) \cdot 2\pi R_2 \Theta_1$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_1}{R_2}$$

$$I_2 \cdot 2\pi R_2 \cdot \Theta_1 = I_3 \cdot 2\pi (R_3 - R_1) \cdot \Theta_2$$

$$\frac{I_3}{I_2} = \frac{R_2 \Theta_1}{(R_3 - R_1) \cdot \Theta_2}$$

위에서 강도의 비는 전달 손실 (TL, Transmission Loss)로 표현되므로, 전달 손실을 두 영역으로 나누어서 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\text{when } R \leq R_2, \quad TL &= 10 \log \frac{I_1}{I_2} = 10 \log R_2 \\
\text{when } R \geq R_2, \quad TL &= 10 \log \frac{I_1}{I_3} = 10 \log \frac{I_1}{I_2} \cdot \frac{I_2}{I_3} \\
&= 10 \log \frac{I_1}{I_2} + 10 \log \frac{I_2}{I_3} \\
&= 10 \log R_2 + 10 \log \frac{(R_3 - R_1)\Theta_2}{R_2\Theta_1} \\
&= 10 \log \frac{(R - R_1)\Theta_2}{\Theta_1}
\end{aligned}$$

단상태(monostatic)이고, Θ_1 이 영에 근접하는 경우, $R \rightarrow 2R_2$ 이므로 $R \geq R_2$ 영역에서는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$TL = 10 \log \frac{(2R_2 - R_1)\Theta_2}{\Theta_1}$$

위의 결과를 정리하면 다음과 같은 결과를 유도할 수 있다.

실린더 확산인 경우

$$\begin{aligned}
\text{when } R \leq R_2, \quad TL &= 10 \log R_2 \\
\text{when } R \geq R_2, \quad TL &= 10 \log R_2 + 10 \log \frac{(R_3 - R_1)\Theta_2}{R_2\Theta_1}
\end{aligned}$$

구형 확산인 경우

$$\begin{aligned}
\text{when } R \leq R_2, \quad TL &= 10 \log R_2 + 10 \log R_2 \\
&= 20 \log R_2 \\
\text{when } R \geq R_2, \quad TL &= 10 \log r_2 + 10 \log \frac{(R_3 - R_1)\Theta_{2,h}}{r_2\Theta_{1,h}} \\
&\quad + 10 \log R_2 + 10 \log \frac{(R_3 - R_1)\Theta_{2,v}}{R_2\Theta_{1,v}}
\end{aligned}$$

여기에서, $\Theta_{2,h}$ 와 $\Theta_{2,v}$ 는 각각 수평과 수직방향의 각이다. 각으로 표시되는 TL은 표적 형상의 효과를 표현하기 위해 Θ_2/Θ_1 를 곡률 반경의 함수로 표현할 수 있어야 한다. Θ_1 과

θ_2 의 관계를 유도하기 위해 Figure app1.1을 사용하면

$$\theta_2 = 2(\theta_1 + \theta_3) - \theta_1 = \theta_1 + 2\theta_3$$

$$\frac{\theta_2}{\theta_1} = 1 + 2 \frac{\theta_3}{\theta_1}$$

또한 θ_1 과 θ_3 의 관계를 이용하면 위와 같이 θ_2/θ_1 를 거리와 곡률 반경으로 표현할 수 있다.

$$\theta_2 \theta_1 = a \theta_3, \quad \frac{\theta_3}{\theta_1} = \frac{r_2}{a}$$

$$\frac{\theta_2}{\theta_1} = 1 + 2 \frac{r_2}{a}$$

위의 식에서 실린더 확산의 전달손실은 다음과 같으므로

$$TL = 10 \log R_2 + 10 \log \frac{(R_3 - R_1) \theta_2}{R_2 \theta_1}$$

단상태인 경우에는 $R_3 = 2 R_2$ 이므로 위 식의 두번째항은 아래와 같이 정리된다.

$$R' = \frac{(R_3 - R_1) \theta_2}{R_2 \theta_1} = \frac{R_2 + e}{R_2} \frac{\theta_2}{\theta_1} = \frac{R_2 + e}{R_2} \left(1 + 2 \frac{R_2}{a} \right)$$

위의 식을 e 를 다시 쓰면

$$e \tan \theta_2 = a \sin \theta_3, \quad e = a \frac{\sin \theta_3}{\tan \theta_2} \quad (\text{부1-1})$$

$\theta_2, \theta_3 \rightarrow 0$ 일 경우,

$$e \simeq a \frac{\theta_3}{\theta_2} \quad \text{where} \quad \theta_3 = \frac{R_2}{a} \theta_1$$

$$\theta_2 = \left(1 + 2 \frac{R_2}{a} \right) \theta_1$$

$$e \simeq a \left(2 + \frac{a}{r^2} \right)$$

위의 식을 식 (부1-1)에 대입하면 거리와 표적의 곡률 반경으로 표현되는 새로운 항을 얻을 수 있다.

$$R' = 2 \left(1 + \frac{R_2}{a} \right)$$

결과적으로 표적의 형상에 의해서 곡률 반경과 거리함수로 유도되는 전달손실은 다음과 같이 정리할 수 있다.

○ 2 - Dimension (실린더 확산 손실)

$$TL = 10 \log R_2 + 10 \log 2 \left(1 + \frac{R_2}{a} \right) \quad (\text{부1-2})$$

○ 3 - Dimension (구형 확산 손실)

$$TL = 20 \log R_2 + 10 \log 2 \left(1 + \frac{R_2}{a_h} \right) + 10 \log 2 \left(1 + \frac{R_2}{a_v} \right) \quad (\text{부1-3})$$

식 (부1-3) 1항은 음원에서 물체까지의 기하학적 확산에 의한 손실을 나타내며, 2항과 3항은 물체 형상에 의한 효과와 물체와 수신기의 기하학적 확산에 의한 효과를 포함하고 있다. 음원과 수신기가 동일 위치에 있다면 반사는 단상태를 구성하게 되며, Bright Spot은 Figure app1-1에서 점 P 에 위치하고, $R_1 = R_2 = R$, $\theta = 0$ 이다. 그러므로 단상태인 경우에 GSF는 아래와 같이 간소화되어 표현된다.

$$A(R_1, R_2) = \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{R}{a_h} \right) \left(1 + \frac{R}{a_v} \right) \right]^{-1/2}$$

해석적으로 계산된 GSF A 는 표적의 형상이 smooth surface 즉, 곡률 반경이 유한한 값을 가지는 경우에 사용할 수 있는 식이다. 예를 들어, 평판의 경우 수평 및 수직방향의 곡률 반경은 무한대가 된다. 이 경우에는 평면 반사가 되어 전달손실은 거리에 의한 효과만이 중요시되기 때문에, $TL = 20 \log 2 R$ 이 된다. 일반적으로 지금까지 전개된 식을 적용하기 위해서는 기하광학영역(geometric optics region) 즉, 파장과 곡률 반경의 관계를 나타내는 ka 가 100 이상이어야 한다. 이 값 이하의 영역에서의 표적에 의한 음향산란 현상은 반사뿐만 아니라 회절현상이 중요한 반향음 형성과정으로 작용하게 된다.

부록 2. LFM 신호의 시간 함수

일반적으로 알고 있는 주파수(f)와 각속도(ω)의 관계는 다음과 같이 알려져 있다.

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$$

여기서 T 는 주기,

ω 는 각속도

f 는 주파수를 표현한다.

이 식은 Wave Equation인 $\psi(t) = \exp(i\omega t)$ 에서 주기의 정의인 $\psi(t) = \psi(t+T)$ 을 이용하면 다음과 같이 표현된다.

$$\psi(t) = \exp(i\omega t) = \psi(t+T) = \exp(i\omega(t+T))$$

위의 식의 조건은 $\omega T = 2\pi$ 가 되어야 하므로 아래와 같은 결과를 도출할 수 있다.

$$\omega = 2\pi/T = 2\pi f$$

Wave를 이산화로 재생할 경우, 주파수가 일정할 때는 위의 식을 그대로 사용할 수 있지만 주파수가 LFM처럼 시간상에서 변화를 가질 때는 수정된 식을 사용하여야 한다.

LFM의 주파수 천이를 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$f(t) = f_0 + mt$$

여기서 $m = W/P_d$

W 는 사용 주파수 폭,

P_d 는 펄스 길이(pulse length),

m 는 주파수 기울기를 표현한다.

Figure app 2.1과 같이 두 개의 샘플 사이동안에 주파수가 변화하게 된다. 이때 재생 신호를 만들 때 주파수를 $f(t_1)$ 을 쓰면 시간 Δt 가 실제보다 길어지고, 주파수를 $f(t_2)$ 을 쓰면 시간 Δt 가 실제보다 짧아지게 된다. 즉 구간 Δt 의 평균적인 주파수로 신호를 재생하여야 한다.

$\Delta \omega = 2\pi \Delta f$ 이므로 각속도를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\omega = \omega_{(A \rightarrow B)} = \int_{t_1}^{t_2} d\omega = \int_{t_1}^{t_2} \frac{2\pi f(t)}{(t_2 - t_1)} dt$$

여기서 $\because t_2 = t_1 + \Delta t$ 이므로

$$= \frac{2\pi}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_1 + \Delta t} f(t) dt$$

$$= \frac{2\pi}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_1 + \Delta t} (f_0 + mt) dt$$

$$= \frac{2\pi}{\Delta t} \left[f_0 t + \frac{m}{2} t^2 \right] \Big|_{t_1}^{t_1 + \Delta t}$$

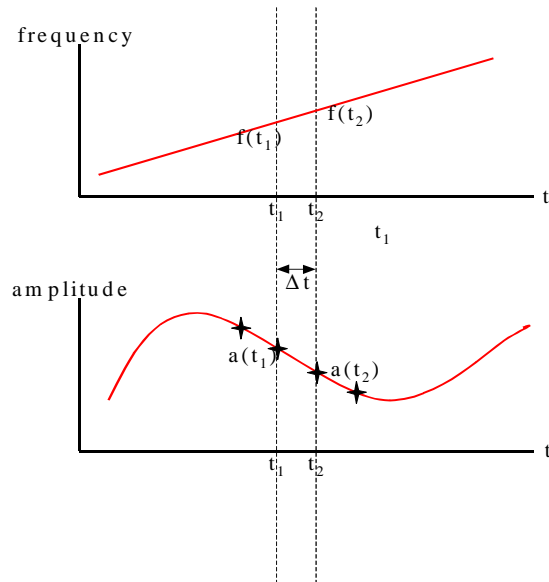


Figure a2.1 The changing frequency and its characteristics in the time domain.

$$= \frac{2\pi}{\Delta t} \left[f_0(t_1 + \Delta t) + \frac{m}{2}(t_1 + \Delta t)^2 - \left(f_0 t_1 + \frac{m}{2} t_1^2 \right) \right]$$

$$= \frac{2\pi}{\Delta t} \left[f_0 \Delta t + \frac{m}{2} \Delta t^2 + m t_1 \Delta t \right]$$

$$= 2\pi \left[f_0 + m t_1 + \frac{m}{2} \Delta t \right]$$

$$\therefore \omega = \omega_{A \rightarrow B} = 2\pi \left[f(t_1) + \frac{m}{2} \Delta t \right]$$

이때 Δt 를 t 로 일반화 시키면

$$\omega(t) = 2\pi \left[f_0 + \frac{m}{2} t \right]$$

즉 LFM신호일 경우 $\psi(t) = \exp(i\omega t)$ 을 $\psi(t) = \exp[i2\pi(f_0 + mt)t]$ 이 아닌

$\psi(t) = \exp[i2\pi(f_0 + \frac{m}{2} t)t]$ 로 표현하여야 한다.

부록 3. 표적 종류에 대한 CW 신호 분석 그림

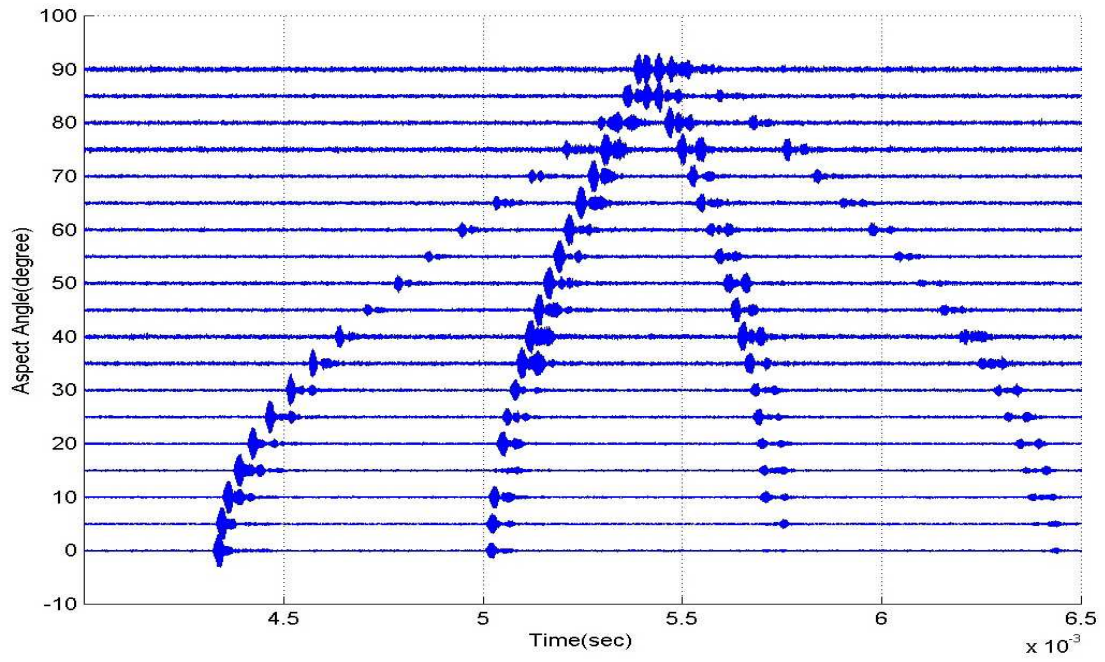


Figure a3.1 Analysis of the CW pulse for the spherical target.

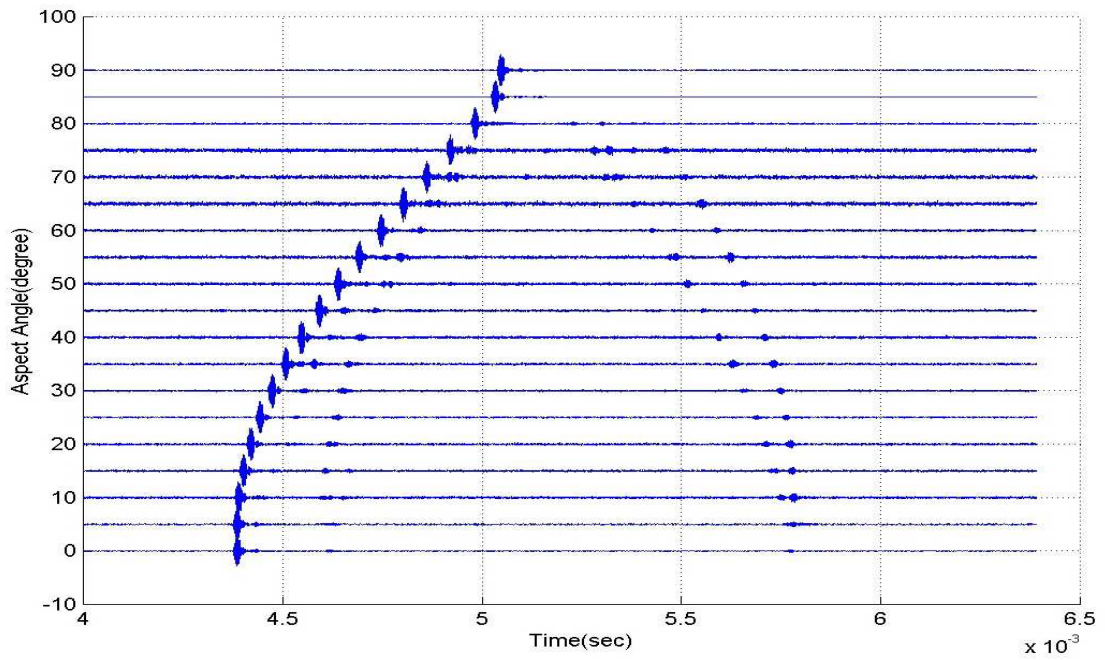


Figure a3.2 Analysis of the CW pulse for the target #1.

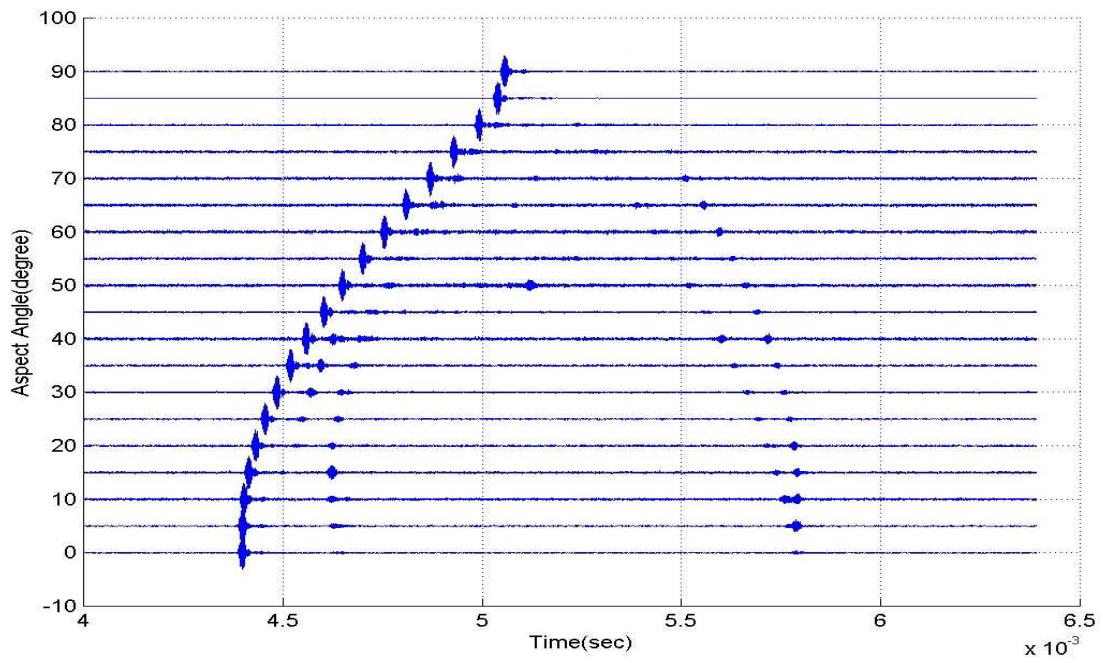


Figure a3.3 Analysis of the CW pulse for the target #2.

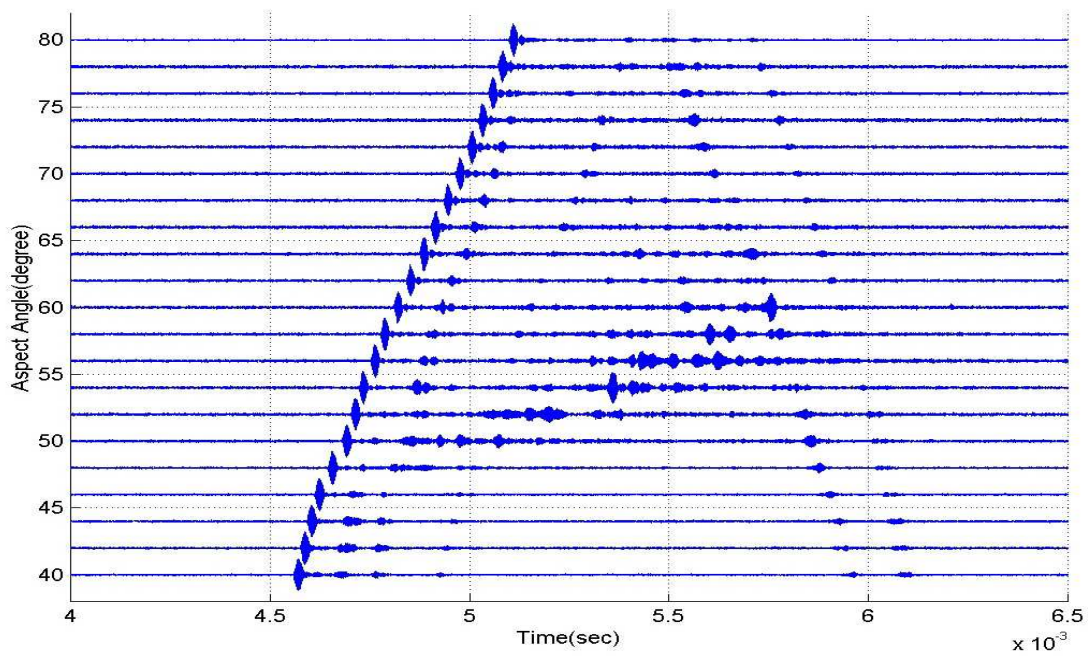


Figure a3.4 Analysis of the CW pulse for the target #2(measured 2° intervals from 40° to 80°).

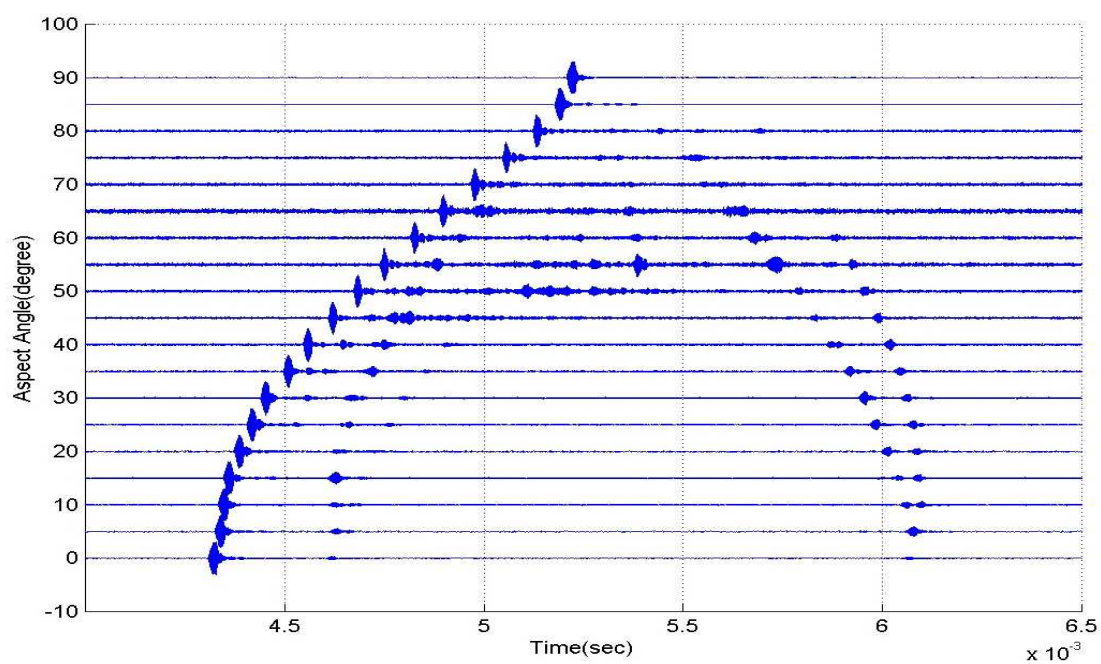
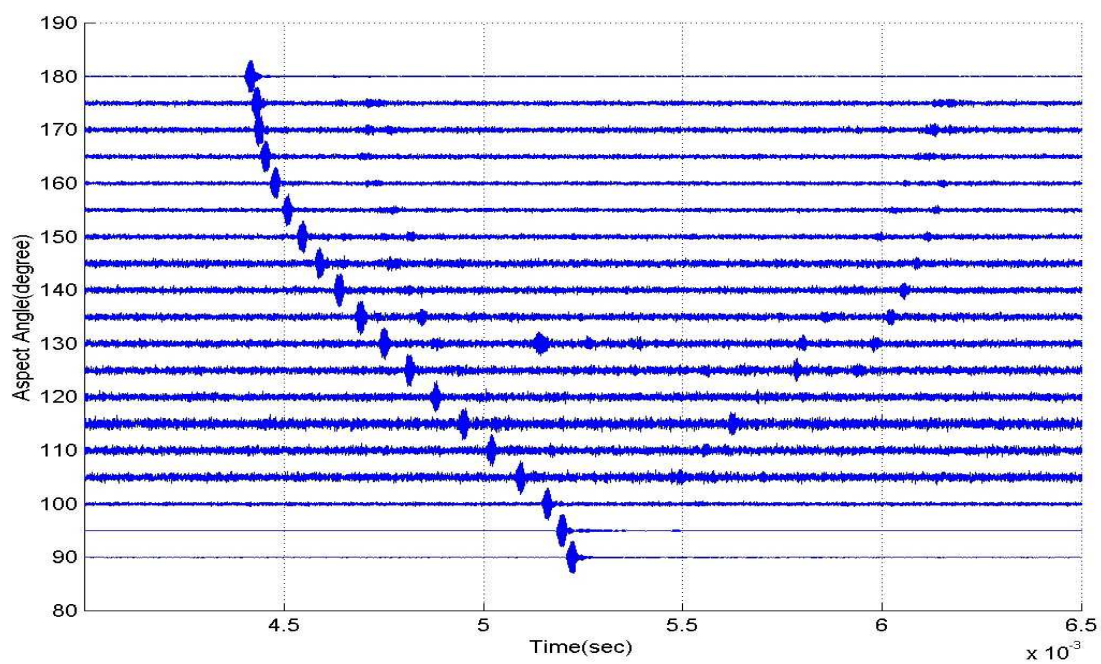


Figure a3.5 Analysis of the CW pulse for the target #3(air).

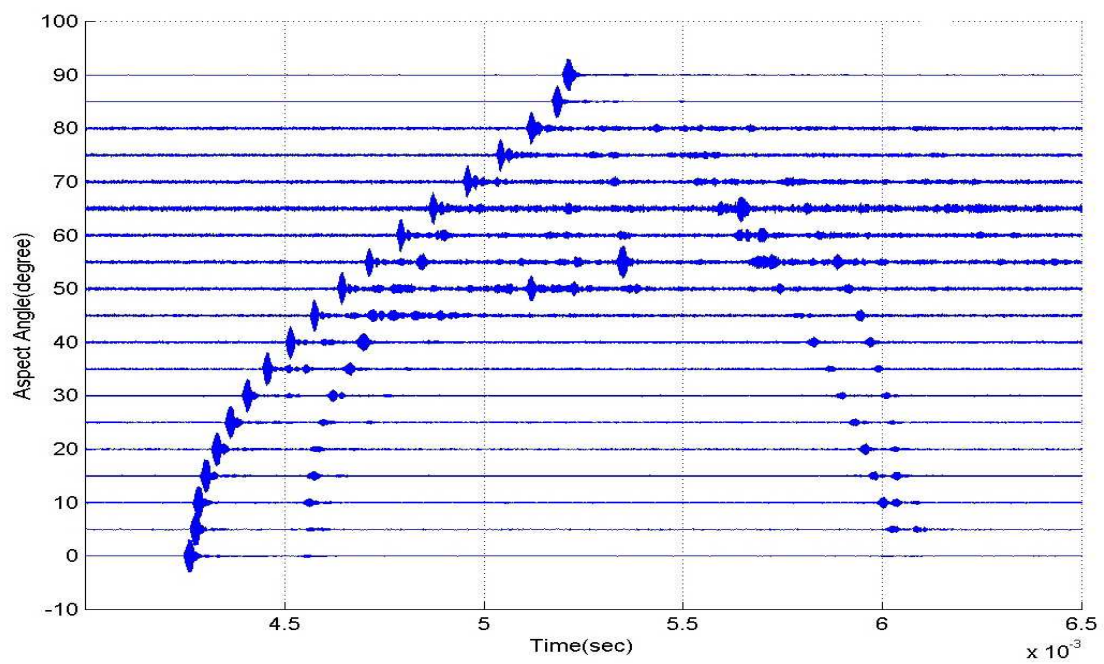
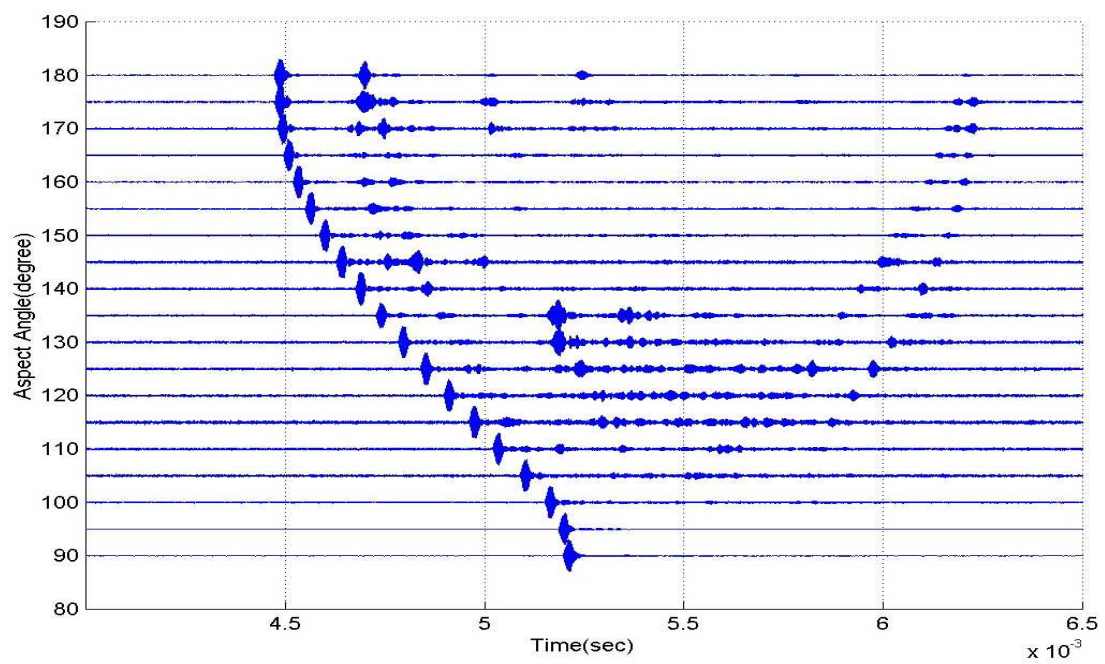


Figure a3.6 Analysis of the CW pulse for the target #3(water).

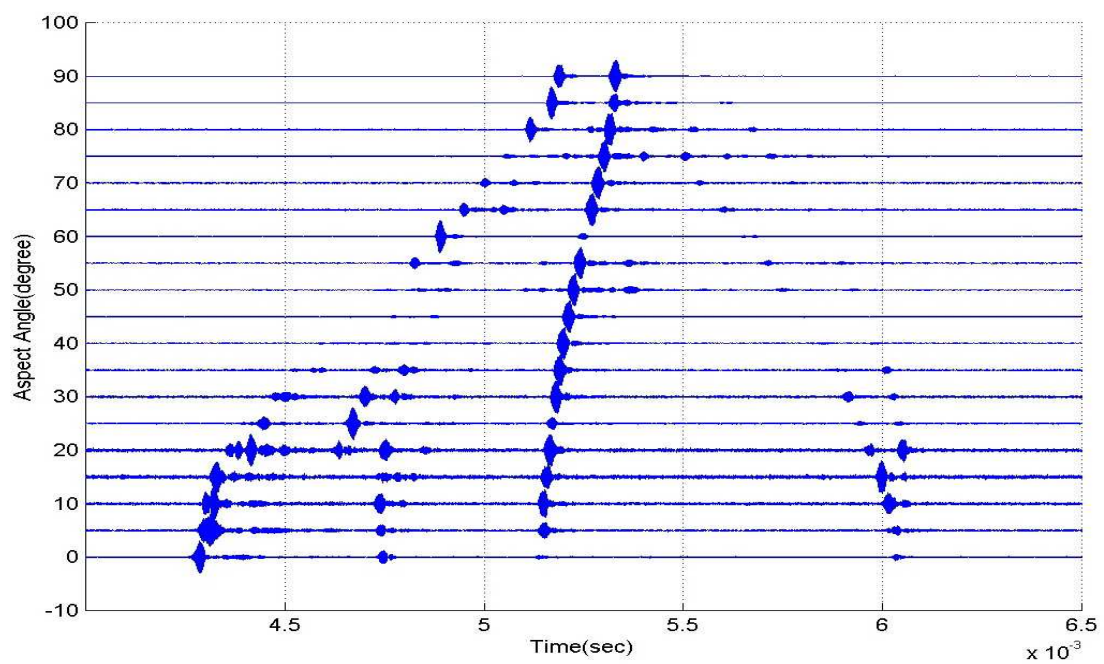
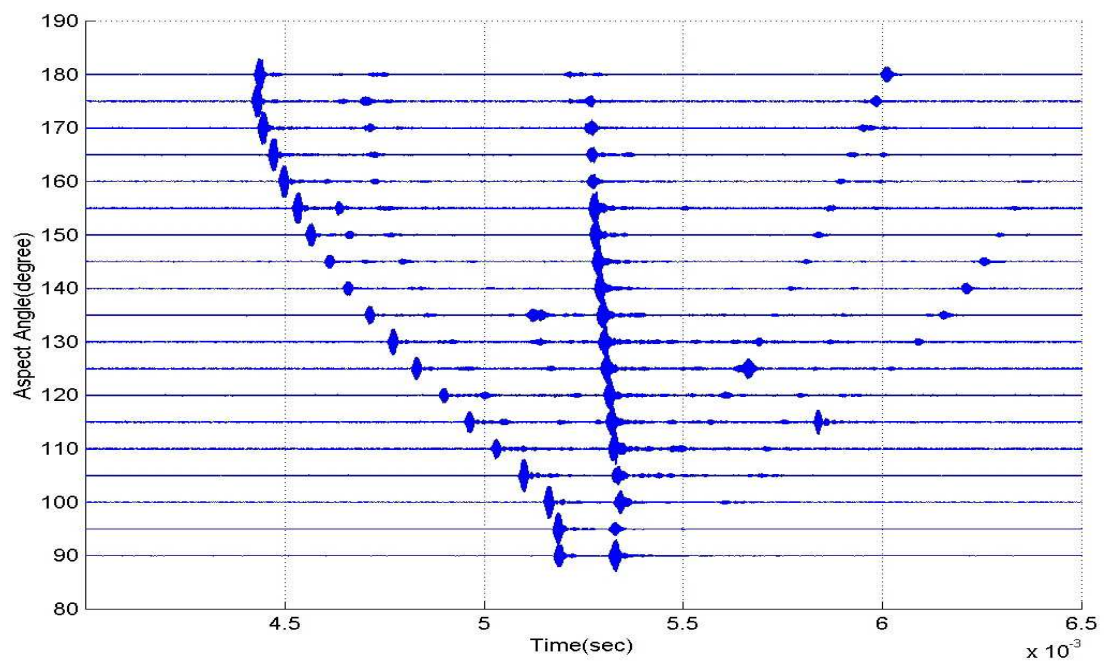


Figure a3.7 Analysis of the CW pulse for the target #4(air).

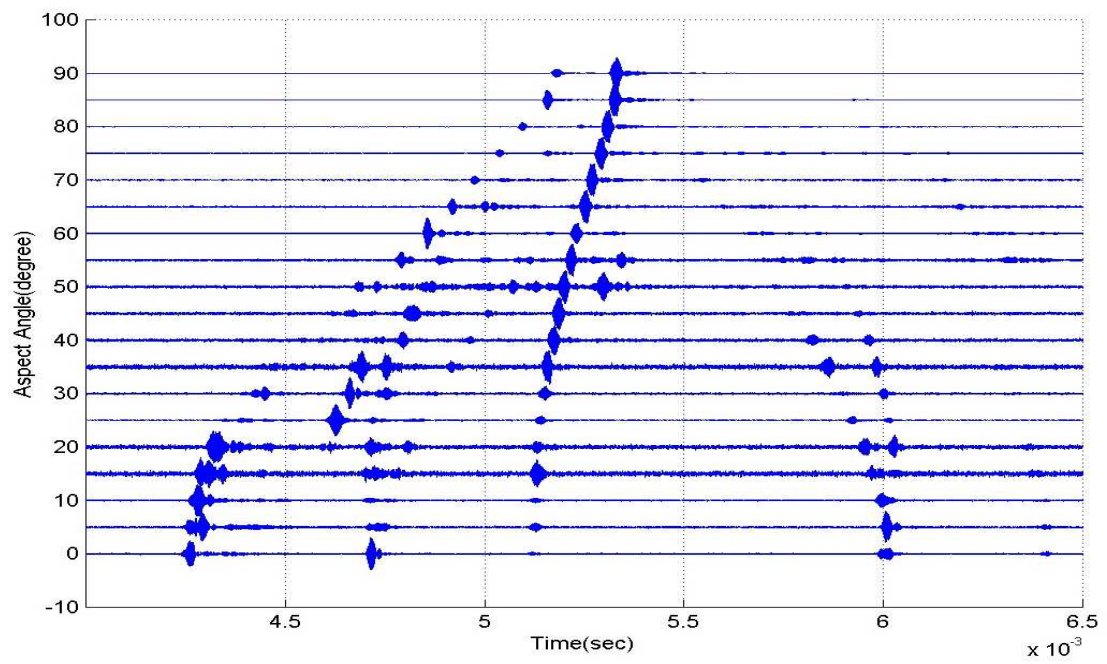
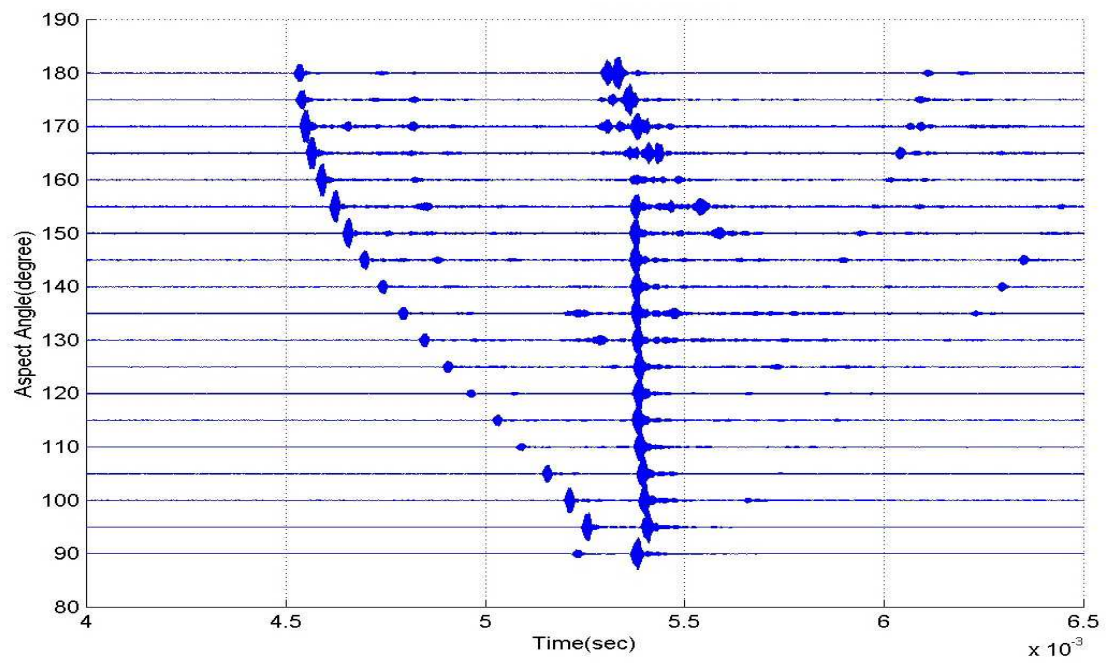


Figure a3.8 Analysis of the CW pulse for the target #4(water).

부록 4. 연산이득이 포함된 소나방정식

$$EL = SL + TS - (TL_t + TL_r) - (BL_t + BL_r) + TPG_{LFM \text{ or } CW}$$

$$RL = SL - (TL_t + TL_r) - DI + S_v + 10 \log\left(\frac{-c\tau}{2} r^2\right) + RPG_{LFM \text{ or } CW}$$

$$TNL = 10 \log(10^{RL/10} + 10^{NL/10})$$

$$Detection = EL > (TNL + DT)$$

EL : Echo Level

SL : Source Level

TS : Target Strength

TL_t : Transmission Loss(transmitted) = $SP \log(r) + \alpha r$

TL_r : Transmission Loss(received) = $SP \log(r) + \alpha r$

α : Attenuation Coefficient

SF : Spreading Factor

BL_t : Beam Loss(transmitted)

BL_r : Beam Loss(received)

$TPG_{LFM \text{ or } CW}$: Target Processing Gain (LFM/CW)

DI : Directivity Index

S_v : Scattering Strength(volume)

c : sound speed

τ : Pulse Length

$RPG_{LFM \text{ or } CW}$: Reverberation Processing Gain (LFM/CW)

TNL : Total Noise Level

NL : Noise Level (front sensor)

BW : Band Width

DT : Detection Threshold